

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FIN DE CARRERA

TÍTULO:

ESTUDIO DE LA INSERCIÓN
DE REGENERADORES 1R EN UN ENLACE
ÓPTICO WDM PUNTO A PUNTO MEDIANTE
HERRAMIENTAS CAD

NOMBRE: JAIME OCÓN GONZÁLEZ

AÑO: 2012

PROYECTO FIN DE CARRERA

Título: Estudio de la inserción de regeneradores 1R en un enlace óptico WDM punto a punto mediante herramientas CAD.

Autor: Jaime Ocón González.

Tutor: D^a. Ana Pilar González Marcos.

Departamento: Departamento de Tecnología Fotónica y Bioingeniería.

MIEMBROS DEL TRIBUNAL CALIFICADOR

Presidente: D. José Antonio Martín Pereda _____

Vocal: D^a. Ana Pilar González Marcos _____

Secretario: D. Patxi Xabier Quintana Arregui _____

Suplente: D. Morten Andreas Geday _____

FECHA DE LECTURA: _____

CALIFICACIÓN: _____

Resumen

El objetivo de este proyecto es estudiar el posicionamiento óptimo de un amplificador óptico dopado con Erblio (EDFA, Erbium-Doped Fiber Amplifier) en un enlace de fibra óptica punto a punto a través de la herramienta de simulación *VPIphotonics*®.

Primero, se han expuesto los principios físicos que definen el funcionamiento de este tipo de amplificadores 1R. Posteriormente se han realizado lo que hemos denominado escenarios, en los que se han diseñado distintos casos de estudio.

El primer caso ha consistido en estudiar las limitaciones por dispersión que se producían en un enlace de fibra óptica. Como se verá, éste es uno de los factores más limitantes de nuestro enlace. Sin embargo, en los sucesivos escenarios, nos hemos abstraído de este problema colocando un módulo compensador de dispersión.

En el segundo escenario, se han realizado dos medidas. En la primera se han estudiado dos tipos diferentes de enlaces punto a punto monocanal sin amplificadores ópticos: uno con fibra DSF (Dispersion-Shifted Fiber) y otro con fibra estándar y un módulo compensador de dispersión. Para los dos se han estudiado las longitudes máximas permisibles y las sensibilidades requeridas para alcanzar las BER objetivo de 10^{-9} y 10^{-12} . Posteriormente en la medida dos, se ha procedido al análisis de un sistema DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing), y se han analizado diferentes espaciados entre canales y sus características. Para esta medida, también se han estudiado las potencias óptimas de emisión y la variación de las características al utilizar dos filtros diferentes, uno con una banda de transición suave y otro con una más abrupta. Estos estudios se han realizado para las modulaciones NRZ y RZ.

El tercer escenario es la razón de este proyecto. En él estudiamos el posicionamiento óptimo de un amplificador EDFA para diferentes productos LG para un enlace punto a punto con modulación NRZ con fibra estándar y un módulo compensador de dispersión. Se analizarán varias longitudes. Primero se procede al análisis monocanal y luego al multicanal. También se analiza brevemente el mismo enlace pero para una modulación RZ.

Por último, en el cuarto escenario se hace el mismo estudio para un enlace con dos amplificadores EDFA ante el caso de querer alargar la longitud del enlace a 400 km. Primero se colocará el primer EDFA de acuerdo a lo calculado en el escenario 3 y luego se procederá a calcular la posición óptima del segundo EDFA para un producto $LG=1$. Se analizará un enlace monocanal y multicanal.

PALABRAS CLAVE

Amplificador óptico, EDFA, BER, penalización de potencia, dispersión, ruido ASE, OSNR, SNR, posición óptima EDFA, DWDM, WDM, espaciado entre canales, longitud máxima enlace, NRZ, RZ.

GLOSARIO

AO	Amplificador Óptico
BER	Bit Error Ratio
DCF	Dispersion Compensating Fiber
DFB	Distributed feedback laser
DSF	Dispersion-Shifted Fiber
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplexing
EDFA	Erbium-Doped Fiber Amplifier
ESA	Excited-State Absorption
FWHM	Full Width at Half Maximum
GSA	Ground State Absorption
ISI	Intersymbol Interference
NLS	Nonlinear Schrödinger equation
NRZ	Non-Return Zero
OOK	On-Off Keying
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
PRBS	Pseudo-Random Bit Sequence
RFA	Raman Fiber Amplifier

RZ	Return Zero
SNR	Signal to Noise Ratio
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SPM	Self- Phase Modulation
WDM	Wavelength Division Multiplexing
XPM	Cross-Phase Modulation

Agradecimientos:

A mi familia y amigos, por estar conmigo en los buenos y malos momentos.

Índice general

1. INTRODUCCIÓN	9
1.1. Perspectiva histórica	9
1.1.1. Nacimiento de la fibra óptica	10
1.1.2. Necesidad de sistemas ópticos de telecomunicación	11
1.1.3. Evolución de los sistemas ópticos	12
1.1.4. Redes de fibra de larga distancia	14
2. LOS AMPLIFICADORES ÓPTICOS: EL EDFA	15
2.1. Introducción	15
2.1.1. Historia	16
2.1.2. EDFAs para redes de alta capacidad	16
2.2. Composición de las fibras dopadas con lantánidos	17
2.3. Los iones de tierras raras	18
2.3.1. El ion de Erblio trivalente	18
2.4. Características básicas de los EDFA	27
2.4.1. Sistema de tres niveles	28
3. ESTUDIO DE LA INSERCIÓN DE AMPLIFICADORES EDFA EN UN ENLACE PUNTO A PUNTO	35
3.1. Ruido en un sistema óptico [1]	35
3.2. Sistemas ópticos amplificados periódicamente	36
3.2.1. Impacto del ruido ASE de una cadena de amplificadores en cascada en la SNR	37
3.3. Fluctuaciones en la señal eléctrica debidas al ASE. Teoría semiclásica	41
3.3.1. Sistema con preamplificador	41
3.3.2. Fórmula general	43
3.3.3. Impacto del ruido ASE en la SNR	44
3.4. Calidad del enlace	44
3.4.1. BER	44
3.4.2. Potencia de entrada y sus efectos en el funcionamiento del enlace . . .	45
3.5. Aproximación numérica	45
4. ESCENARIOS	47
4.1. Escenario 1: Dispersión y simulación de un enlace de fibra óptica	47
4.1.1. Dispersión cromática	47
4.1.2. El enlace de fibra óptica	49

4.2. Escenario 2: Enlace óptico sin inserción de amplificadores EDFA	51
4.2.1. Simulaciones	53
4.3. Escenario 3: Enlace óptico con un amplificador EDFA	75
4.4. Escenario 4: Enlace óptico con dos amplificadores EDFA	91
5. CONCLUSIONES	95
A. PROPIEDADES FUNDAMENTALES	97
A.1. Transition cross section	97
A.1.1. Introducción	97
A.1.2. Teoría de Einstein y relación de Ladenburg-Fuchtbauer	99
A.1.3. Teoría de McCumber	102
A.2. Lifetimes	103
A.3. Anchos de línea y ensanchamientos	104
A.3.1. Procesos de ensanchamiento homogéneos y no homogéneos	105
B. TABLAS ESCENARIO 3	111
C. FIGURAS	119
D. MONTAJES	123
E. MÓDULOS	131
F. TABLAS	133
G. CÓDIGO MATLAB	143

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Desde los inicios del mundo de las telecomunicaciones tal y como lo conocemos hoy en día, la información se ha transmitido a través de ondas electromagnéticas cuya frecuencia varían desde unos pocos megahercios hasta varios cientos de terahercios. Los sistemas de comunicación ópticos usan portadoras con frecuencias mayores $\sim 100 THz$ en la región visible o infrarroja del espectro electromagnético. A menudo se les llama sistemas de ondas ópticas para distinguirlos de los sistemas de microondas, cuyas portadoras tienen una frecuencia que es usualmente cinco órdenes de magnitud menor $\sim 1 GHz$ [2]. Los sistemas ópticos de telecomunicación se valen de fibra óptica para la transmisión de información. Estos sistemas han sido desplegados alrededor del mundo desde 1980 y han revolucionado el desarrollo tecnológico de las telecomunicaciones.

La comunicación a través de señales ópticas, si bien su uso está muy extendido en la actualidad, es una tecnología relativamente antigua. Aunque el punto de partida del estudio de la luz para la utilización en telecomunicaciones tal como la conocemos hoy en día comienza a partir de 1840 en París, cuando Daniel Colladon y Jacques demostraron la guiabilidad de la luz por refracción, el principio básico que hace posible la comunicación por fibra óptica.

El cambio mundial a la transmisión óptica coincidió con el del cambio de la transmisión analógica a la digital en las redes telefónicas y con el crecimiento de la importancia de la transmisión de datos desde el ordenador.

1.1. Perspectiva histórica

Si indagamos en la historia, utilizando el concepto de sistema óptico en un sentido de la palabra más amplio, se puede ver que ya desde la antigüedad se utilizaban señales ópticas para comunicarse, tales como espejos o faros para producir una sola señal simple de información. Sin embargo, el primer sistema de transmisión a través de señales ópticas en telecomunicaciones tal y como lo conocemos hoy en día, fue el telégrafo óptico[2].

Este telégrafo óptico fue construido por los hermanos Chappes, los cuales construyeron un par de enlaces, uno de 15 km y otro de 11 km, para demostrar la funcionalidad de su sistema. El 12 de Julio de 1793, consiguieron transmitir un mensaje de 26 palabras en 11 minutos, lo cual era increíblemente rápido para la época. Tras demostrar el éxito de su sistema, se construyeron más enlaces, a lo que otros países les siguieron.

Sin embargo, pese al correcto funcionamiento y funcionalidad de este sistema, pronto fue sustituido por el telégrafo eléctrico, en 1830, el cual era más barato de construir y podía

transmitir a cualquier hora del día, a diferencia del telégrafo óptico, que dependía de las condiciones atmosféricas.

En los años venideros, las comunicaciones ópticas no fueron del todo olvidadas. En 1880, Alexander Graham Bell creó una versión óptica del teléfono, el "*Photophone*", el cual modulaba la intensidad de la luz solar reflejada con señales vocales. Este invento, al igual que el telégrafo óptico, no podía competir con su versión eléctrica debido a que también dependía de las condiciones climatológicas.

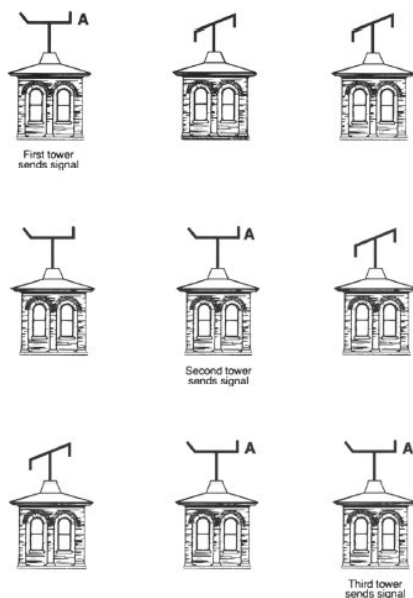


Figura 1.1 – Transmisión de señal a lo largo de torres telegráficas ópticas diseñadas por Chappe [3]

1.1.1. Nacimiento de la fibra óptica

El punto de inflexión que marcó la carrera por el estudio de las comunicaciones ópticas como forma de transmisión en el mundo de las telecomunicaciones, fue el invento del primer láser en 1960 por Theodore Maiman en *Hughes Research Laboratories*, en California. El láser era análogo a los osciladores coherentes utilizados en radiocomunicaciones, pero como las ondas de luz tienen frecuencias mucho más altas, prometían mucha más capacidad de transmisión. Las pruebas iniciales mostraron que los láseres se podían modular en intensidad para transportar señales y viajar muchos kilómetros a través del aire. Sin embargo, los experimentos posteriores revelaron que la niebla, las nubes, o la lluvia pueden atenuar o bloquear el láser, haciendo consecuentemente poco fiables las comunicaciones de larga distancia.

El aire, por lo tanto, como medio de transmisión para comunicaciones cortas era adecuado, pero no así para las largas. La industria de las telecomunicaciones, con un interés primario en las comunicaciones de larga distancia, se puso en marcha para investigar un guía óptica que fuese adecuada para transmitir señales ópticas a larga distancia.

En su origen, la fibra óptica fue inventada para transmitir imágenes desde lugares que son inaccesibles para el ojo. En 1930, Heinrich Lamm, un médico alemán, acopló un conjunto de fibras en un motón para transmitir luz a través de ellas y así poder obtener una imagen de

la zona a examinar. La calidad de la imagen no era muy buena, ya que la luz se escapaba debido al mal confinamiento de ésta dentro de la fibra.

Décadas más tarde, O'Brien solucionó el problema del confinamiento de la luz dentro de las fibras. Éste se dio cuenta de que, si se recubría la fibra con una capa de material transparente, los rayos de luz no se refractaban hacia el exterior de ésta. Sin embargo, esta invención no dio lugar a una aplicabilidad para las comunicaciones ópticas, ya que la fibras presentaban una atenuación de un decibelio por metro, lo cual era excesivo para la transmisión de información.

Tras varios intentos fallidos en la creación de un medio adecuado, fue Charles K. Kao, un joven ingeniero de Shangai con estudios en Gran Bretaña, quien consiguió reinventar la óptica: se dio cuenta de que si la diferencia entre los índices de refracción del núcleo y del revestimiento es pequeño, entonces el diámetro del núcleo puede aumentar algunos micrómetros y seguir transmitiendo un solo modo. El problema seguía siendo la atenuación de la fibra.

Kao pidió ayuda al doctor Harold Rawson del *Institute of Glass Technology*, en Inglaterra, quien le dio la alentadora noticia de que la mayor parte de la atenuación de la fibra era provocada por impurezas de ésta, y si eran eliminadas, la atenuación podría ser reducida hasta 20 dB/km , el límite que había impuesto Kao para el desarrollo de sistemas de comunicación que transportasen señales telefónicas varios kilómetros entre las oficinas de conmutación de las comunidades adyacentes.

Tras presentar en 1966 un paper en el congreso del *Institution of Electrical Engineers* en Londres, que trataba del caso de sistemas de comunicación de fibra óptica con fibras mono-modo, Kao consiguió la financiación que necesitaba y finalmente, en 1970, consiguió romper la barrera de los 20 dB/km .

La transición hacia el uso de la fibra óptica en los sistemas de telecomunicación llevó su tiempo. Entre 1967 y la década de los setenta, sucedieron varias demostraciones de aplicaciones realizadas con fibra óptica. Los enlaces de fibra, en su mayoría, se realizaban en ambientes en donde los diferenciales de tensión hacían imposible la transmisión eléctrica. Por ello se utilizaba principalmente para transmitir datos desde aparatos de medida.

En 1976, J. Jim Hsieh desarrolló en Lincoln Labs el primer diodo semiconductor basado en InGaAsP, que emitía en longitudes de onda que iban desde 1.1 a $1.6 \mu\text{m}$. Mientras, Masaharu Horiguchi, de *Nippon Telegraph and Telephone*, abrió dos nuevas ventanas de transmisión en la fibra óptica, a 1.3 y $1.55 \mu\text{m}$, con mejores características de transmisión que los láseres que operaba a 850 nm .

Todos estos avances en el campo de la fibra óptica marcaron un rápido desarrollo en la transmisión de datos a grandes velocidades en la interconexión de centrales, ciudades y países. En 1982, algunas compañías en Estados Unidos ya habían empezado a desplegar fibra óptica para actualizar sus redes de larga distancia, y en 1988 se desplegó el primer cable transatlántico.

1.1.2. Necesidad de sistemas ópticos de telecomunicación

El desarrollo de redes telefónicas internacionales durante el siglo veinte conllevó muchos avances en el diseño de sistemas de comunicación eléctricos. El uso de cables coaxiales en lugar de par de cobre incrementó la capacidad considerablemente. El primer sistema de cable coaxial funcionaba a 3-MHz y era capaz de transmitir 300 canales de voz o un solo canal de televisión. El ancho de banda de tales sistemas está limitado por las pérdidas, que dependen de la frecuencia, las cuales incrementan considerablemente por encima de los 10 MHz . Esta limitación condujo al desarrollo de los sistemas de comunicación por microondas, en los cuales

la onda portadora funciona en un rango de frecuencias que va desde 1 a 10 MHz y es adecuado para transmitir señales utilizando técnicas de modulación adecuadas.

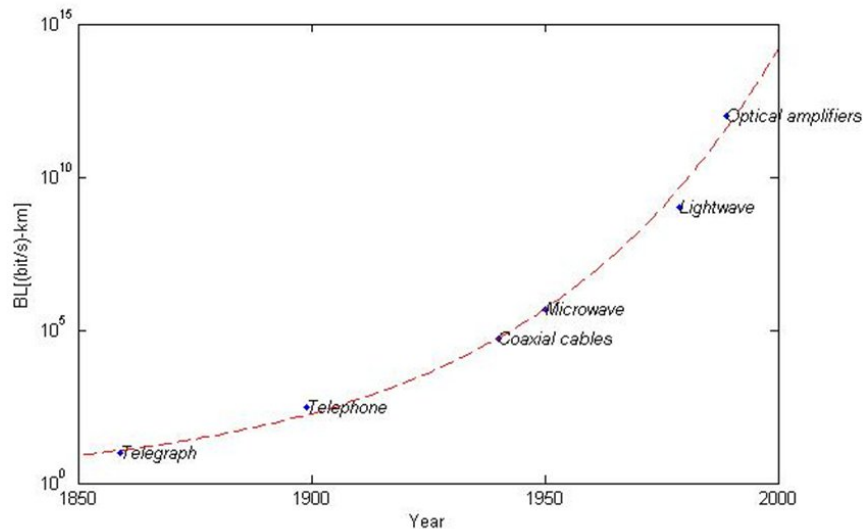


Figura 1.2 – Bit rate-distance product [2]

Durante la segunda mitad del siglo veinte se creyó que un incremento de varios órdenes de magnitud en el BL sería posible sólo si se utilizaban portadoras ópticas. Sin embargo, no existían ni transmisores ópticos coherentes ni medios de transmisión adecuados para ello durante la década de los 50. El nacimiento del láser supuso una nueva era para las comunicaciones ópticas.

1.1.3. Evolución de los sistemas ópticos

La primera generación de sistemas ópticos operaban cerca de los $0.8 \mu m$ y usaban láseres semiconductores de GaAs. La velocidad máxima a la que funcionaban era 45 Mb/s y permitían un espaciado entre los repetidores de hasta 10 km. Esto era un gran avance en comparación con el espaciado de 1 km entre repetidores de los cables coaxiales, el cual conllevaba gastos de instalación y mantenimiento. Durante 1970 se empezaron a construir láseres semiconductores InGaAsP y detectores que operaban cerca de $1.3 \mu m$, ya que a esta longitud de onda existían menos pérdidas (por debajo de 1 dB/km) y además había dispersión mínima, por lo tanto el espaciado entre los repetidores se podía incrementar considerablemente.

La segunda generación de los sistemas de comunicación de fibra óptica empezó a estar disponible a principios de los 80, pero la tasa binaria de estos primeros sistemas estaba limitada a 100 Mb/s por la dispersión en las fibras multimodo. Esta limitación se consiguió eliminar con las fibras monomodo (que podían alcanzar hasta velocidades máximas de 2 Gb/s con una extensión de fibra de 44 km). El espaciado de los repetidores en la segunda generación de sistemas ópticos estaba limitado por las pérdidas a la longitud de onda de $1.3 \mu m$ (normalmente de 0.5 dB/km).

La introducción de la tercera generación de sistemas ópticos operando a $1.55 \mu m$ (las pérdidas de las fibras de silicio son mínimas a esta longitud de onda) se retrasó considerablemente debido a que a esta longitud de onda existe una gran dispersión. El problema de la dispersión

se puede arreglar o usando fibras *dispersion shifted* diseñadas que presentan una dispersión mínima cerca de los $1.55 \mu m$, o limitando el espectro del láser a un solo modo longitudinal. Ambas aproximaciones se utilizaron durante 1980. Por consiguiente, la tercera generación de sistemas ópticos operando a 2.5 Gb/s fueron comercializados, los cuales permitían alcanzar tasas de transmisión de hasta 10 Gb/s. El funcionamiento óptimo se consigue con fibras *dispersion shifted* en combinación con láseres oscilando en un solo modo longitudinal.

Un inconveniente de los sistemas de tercera generación de $1.55 \mu m$ es que la señal tiene que ser regenerada periódicamente usando repetidores electrónicos separados cada 60-70 km. El espaciado entre los repetidores se puede incrementar haciendo uso de un esquema de detector homodino o heterodino, porque su uso mejora la sensibilidad del receptor. Tales sistemas se denominan sistemas ópticos coherentes.

La cuarta generación de sistemas ópticos hace uso de amplificación óptica para incrementar el espaciado entre repetidores y de la multiplexación por división en longitud de onda (WDM en inglés, *Wavelength-Division Multiplexing*) para incrementar la tasa binaria. El advenimiento de la técnica WDM supuso una revolución que consiguió doblar la capacidad de los sistemas cada 6 meses más o menos, y que los sistemas ópticos operasen a una tasa binaria de 10 Tb/s por el 2001. En la mayoría de los sistemas WDM, las pérdidas de la fibra son compensadas periódicamente utilizando amplificadores dopados con Erblio (EDFA, *Erbium-Doped Fiber Amplifier*) espaciados cada 60-80 km. Estas mejoras que supusieron los sistemas ópticos de cuarta generación, han permitido a lo largo de los años venideros desplegar enlaces troncales submarinos de fibra óptica que permiten conectar continentes.

El actual énfasis de los sistemas ópticos WDM es en incrementar la capacidad de los sistemas para que transmitan más y más canales a través de dicha técnica. Cuando incrementamos el ancho de banda de la señal WDM, a menudo no es posible amplificar todos los canales usando un único amplificador. Como resultado, nuevos esquemas de amplificación están siendo explorados para cubrir la región espectral que se extiende desde $1.45 \mu m$ a $1.62 \mu m$. En los últimos años se ha conseguido incrementar el número de canales y la tasa binaria.

En la quinta generación de sistemas ópticos de comunicación lo que se busca es extender el rango de longitud de onda sobre el cual un sistema WDM puede operar simultáneamente. La ventana de longitud de onda convencional, conocida como la banda C, cubre el rango de longitudes de onda que va desde 1.53 a $1.57 \mu m$. Se está extendiendo en ambos lados: la longitud de onda corta y la larga, resultando en la banda L y S, respectivamente. Además, un nuevo tipo de fibra, conocida como fibra seca (dry fiber en inglés) ha sido desarrollada con la propiedad de que las pérdidas en la fibra son pequeñas en la región de longitud de onda que va desde 1.30 a $1.65 \mu m$. La disponibilidad de tales fibras y los nuevos esquemas de amplificación pueden conducir a sistemas ópticos con cientos de canales WDM.

Los sistemas de quinta generación también intentan incrementar la tasa binaria de cada canal dentro de la señal WDM. Para conseguir una tasa de transmisión alta en tales sistemas, se requiere un cuidado extremo en lo que se refiere a dispersión en la fibra. Una aproximación interesante está basada en el concepto de los pulsos soliton que preservan su forma durante la propagación en un medio sin pérdidas contrarrestando el efecto de dispersión a través de la falta de linealidad de la fibra. Las fibras dopadas con Erblio se han utilizado para amplificación soliton desde 1989.

1.1.4. Redes de fibra de larga distancia

En los últimos 20 años se ha experimentado un crecimiento exponencial de las redes de fibra óptica mundiales. A finales de 1997, la fibra óptica soterrada tenía una longitud de 69 millones de km en Norte América, de 35 millones de km en Europa, de 59 millones de km en Asia y el Pacífico, y de 8 millones de km en el resto del mundo, de un total de 171 millones de km, según la corporación KMI, Newport, RI. Sólo en 1997, 38 millones de km de cable de fibra óptica fueron desplegados en todo el mundo. Adicionalmente, por 1997, alrededor de 366.000 km de fibra óptica submarina había sido instalada desde 1996.

Actualmente, las redes de fibra óptica se usan mayoritariamente para redes telefónicas de larga distancia, áreas metropolitanas de gran densidad poblacional, y en televisión interurbana por cable. En los últimos años, la aparición de dispositivos móviles como los smartphones y tablets, junto con su gran acogida en el mercado, han provocado un incremento exponencial de la demanda de capacidad de las redes y consecuentemente una mayor inversión en infraestructuras de fibra óptica.

Capítulo 2

LOS AMPLIFICADORES ÓPTICOS: EL EDFA

2.1. Introducción

En los sistemas tradicionales de comunicación de fibra óptica de larga distancia, la compensación de pérdidas y dispersión se hacía usualmente usando regeneradores electrónicos, los cuales convertían la señal óptica en eléctrica para ser posteriormente procesada en el dominio eléctrico, y de nuevo se convertía al dominio óptico. En cualquiera de los casos en los que la limitación del sistema de comunicaciones ópticas sea una potencia óptica insuficiente, en vez de dispersión, la amplificación de la señal a través de amplificadores ópticos es la mejor solución. Estos son dispositivos capaces de amplificar la señal óptica entrante en el propio dominio óptico sin necesidad de ninguna conversión al dominio eléctrico; gracias a ellos se han revolucionado verdaderamente las comunicaciones de fibra óptica de larga distancia[2]. Sin embargo, los amplificadores ópticos también presentan algunos inconvenientes: no compensan la dispersión acumulada en el enlace y añaden ruido a la señal óptica. Esta adición de ruido conlleva a una limitación en el número de amplificadores que se pueden introducir en cascada en el link, de manera que el OSNR esté dentro de los límites.

Los amplificadores ópticos de fibra dopada con Erblio han pasado del laboratorio a ser utilizados ampliamente en redes de comunicación y son utilizados en diferentes puntos del enlace. La figura 2.1 muestra un ejemplo típico de los puntos de red donde se colocan los EDFA. Estos se utilizan como repetidores de señal de los láseres (amplificador repetidor o *booster amplifier* en inglés) para poder aumentar el alcance de éste, a lo largo del enlace para compensar las pérdidas provocadas por la fibra (amplificador en línea o *In-line amplifier*), o colocados antes del receptor y así poder aumentar la sensibilidad de éste (preamplificador o *preamplifier*). Otra aplicación es la compensación de las pérdidas que se producen en los splitter en la transmisión de señales, como por ejemplo, para distribución de televisión por cable [4].

Las tres principales clases de amplificadores ópticos que existen son *Erbium-Doped Fiber Amplifier* (EDFA), *Raman Fiber Amplifier* (RFA), y el *Semiconductor Optical Amplifier* (SOA). Actualmente, el amplificador más utilizado en comunicaciones de fibra óptica es el EDFA, por las ventajas que presenta en términos de ancho de banda, potencia de salida y características de ruido, además de ser muy adecuado para amplificar señales multiplexadas por longitud de onda (WDM) y de proporcionar ventajas funcionales y de coste significativas.

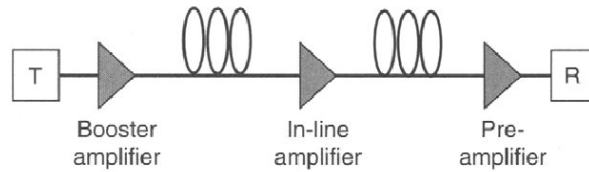


Figura 2.1 – Amplificadores ópticos para amplificar la señal proveniente del transmisor (amplificador repetidor), para uso a lo largo del enlace (amplificadores en línea), y para uso antes del receptor (preamplificador). T, transmisor; R, receptor. [4]

Por otro lado, los amplificadores RFAs y SOAs están llegando a ser importantes en algunas aplicaciones [4].

El desarrollo de los amplificadores ópticos, junto con implementación de la tecnología WDM - *Wavelength Division Multiplexing*-, en la cual múltiples longitudes de onda llevan señales independientes a través del mismo enlace de fibra óptica, ha hecho posible un crecimiento enorme en la capacidad de los sistemas de comunicación durante los últimos años en respuesta a la enorme demanda de capacidad para la transmisión de datos.

2.1.1. Historia

El desarrollo del primer EDFA se remonta al desarrollo del primer amplificador óptico inventado en 1962. Éste estaba basado en fibra de neodimio capaz de operar a 1064 nm . Durante la década de los ochenta, la necesidad de amplificadores ópticos que operasen a las longitudes de onda utilizadas en telecomunicaciones, dio lugar a una amplia investigación a nivel mundial. En 1987, la universidad de Southampton (UK), fue la primera en demostrar exitosamente el funcionamiento de un EDFA con ganancia óptica que operaba a la longitud de onda de 1550 nm . Consecuentemente, durante los años venideros se optimizó el diseño de fibras dopadas con Erblio para tal propósito. En 1989, ya se disponían de diodos láser semiconductores para bombear el EDF (*Erbium Doped Fiber*), y los primeros módulos de amplificadores de fibra óptica compacta salieron para despliegue comercial.

Típicamente, el módulo del amplificador está específicamente diseñado para sistemas particulares que se montan en placas electrónicas. Esta pila de circuitos se colocan en las oficinas centrales (centrales de conmutación telefónica), centralitas remotas de repetidores, o incluso en cables submarinos transatlánticos. El alto coste de un fallo en la red requiere que los EDFAs cumplan estrictamente todas las especificaciones de funcionamiento y que proporcionen una vida útil mayor a veinticinco años en condiciones ambientales extremas.

Los amplificadores se pueden incorporar en los enlaces de fibra óptica bien como parte de actualizaciones de red o como parte de nuevos sistemas de comunicación, pero debido al alto coste de instalación a causa de las obras que requiere el cableado, así como los impedimentos de la propiedad privada, resulta más económico reutilizar las estructuras ya que suelen incorporar tendidos de cables de fibra óptica que no están en uso.

2.1.2. EDFAs para redes de alta capacidad

Desde el primer informe en 1987, el amplificador EDFA ha revolucionado las comunicaciones ópticas. A diferencia de los regeneradores optoelectrónicos, este amplificador óptico no necesita circuitería electrónica de alta velocidad y es transparente a la tasa de datos y al for-

mato, lo cual reduce el coste drásticamente. Los EDFAs también proporcionan ganancia alta, potencia alta, y un factor de ruido menor. Aún más importante, todos los canales con señales ópticas pueden ser amplificados simultáneamente dentro del EDFA, por lo tanto permiten la tecnología WDM [5].

2.2. Composición de las fibras dopadas con lantánidos

El núcleo de la fibra está constituido de materiales vidriosos tales como el dióxido de silicio (SiO_2 , comúnmente llamado sílice) o dióxido de germanio (GeO_2). Los iones de los elementos del grupo de los lantánidos, como el Erblio o Praseodimio por ejemplo, se utilizan para dopar el núcleo. El material que recubre al núcleo suele ser generalmente sílice.

El vidrio es, en realidad, un líquido con viscosidad muy alta que imita a un sólido, aunque con una estructura atómica diferente a la de un líquido. Como material para comunicaciones ópticas, tiene diversas ventajas sobre otros materiales en estado sólido, como por ejemplo transparencia, umbral de daño óptico alto, calidad óptica, etc. Los óxidos como el SiO_2 , GeO_2 , Sb_2O_3 etc., que pueden formar estructuras ya sea por sí mismos o en combinación con otros óxidos de propiedades similares, reciben el nombre de constructores de red.

A los óxidos de los metales alcalinos y de los alcalino-térreos que no pueden formar estructuras de vidrio por sí mismas, pero que sí que pueden hacerlo en combinación con los constructores de red antes mencionados, se les conoce como modificadores de red, ya que modifican la estructura del vidrio. La adición de estos elementos en el compuesto final reduce la resistencia la viscosidad del vidrio. Sin embargo, su adición es importante ya que los vidrios compuestos con sílice puro sólo pueden ser procesados a temperaturas muy altas, mientras que la adición de modificadores hace factible el procesamiento a temperaturas más bajas.

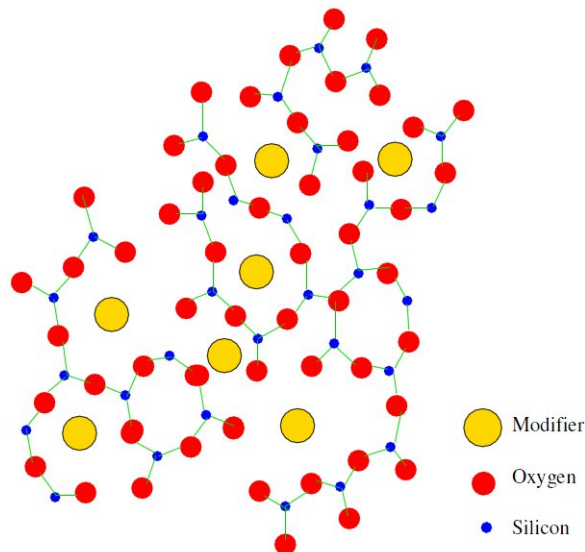


Figura 2.2 – Estructura atómica fibra de vidrio

Los óxidos de los metales de transición, como por ejemplo TiO_2 , Al_2O_3 , SnO_2 etc., los cuales son conocidos como intermediarios, tienen una absorción fuerte a la longitud de onda de

luz visible y en la cercana al infrarrojo. Si estos óxidos están presentes en la fibra, provocarán pérdidas. Por consiguiente, se debe de tratar de eliminar todas estas impurezas de la fibra.

Una alternativa a usar óxidos en el vidrio es utilizar fluorocirconato (ZrF_4 , comúnmente conocido como ZBLAN. Aunque su estructura atómica no se ha llegado a comprender del todo, acepta muy bien los iones de *tierras raras*. El elemento que más abunda en el ZBLAN es el Al , (el cual, junto con el Zr actúa como un constructor de estructura de vidrio), Ba y Na (Modificadores de red). Los átomos de La son fácilmente sustituibles por elementos de *tierras raras* como el Er .

2.3. Los iones de tierras raras

Los iones de tierras raras o *rare earth ions* en inglés, tienen una larga historia en aplicaciones ópticas y magnéticas. Estos tienen características importantes que los distinguen de otros iones ópticamente activos: emiten y absorben en un rango estrecho de longitudes de onda, las longitudes de onda de las transiciones de absorción y emisión son relativamente insensibles al material que dopan, las intensidades de estas transiciones son débiles, los lifetimes de los estados metaestables son largos, y las eficiencias cuánticas tienden a ser altas, excepto en medios acuosos. Estas propiedades son el resultado de la naturaleza de los estados involucrados en estos procesos y conducen a un excelente funcionamiento de los iones de tierras raras en muchas aplicaciones ópticas. Los dispositivos que proporcionan ganancia, como láseres y amplificadores, deben tener pérdidas bajas por el efecto scattering para un funcionamiento correcto. Mientras que en muchas aplicaciones los materiales cristalinos se prefieren por razones que incluyen picos altos en la sección transversal o mejor conductividad térmica, la versatilidad del vidrio y el espectro de emisión y absorción más ancho que proporcionan han conducido al uso de las fibras dopadas con tierras raras en muchas aplicaciones. En ninguna otra cosa esto es más verdad como en los dispositivos de fibra óptica [6].

2.3.1. El ion de Erblio trivalente

Espectroscopio

Una buena razón por la que se puso un gran ímpetu en el desarrollo de fibras dopadas con Erblio se encuentra en la figura 2.4, la cual representa el espectro luminiscente del Erblio para una fibra de Ge/P-sílice. Se puede observar una ganancia con valores por encima de 20 dB entre 1530 y 1560 nm. Un factor crítico del éxito de los amplificadores de fibra dopada con Er^{3+} es el largo lifetime del estado metaestable, el cual permite obtener la alta inversión poblacional requerida bajo condiciones de invariancia temporal usando potencias de bombeo modestas. Un aparato óptico bombeado debe tener bandas de bombeo adecuadas para ser práctico [7].

En la figura 2.5 se puede ver el espectro de absorción de una fibra de sílice L22 dopada con Er^{3+} . Todas las cinco bandas de absorción que van desde los 500 a los 1500 nm se han utilizado exitosamente para bombear los amplificadores.

El funcionamiento de los amplificadores está gobernado por las características ópticas relevantes del ion activo, como la sección transversal, la forma espectral de las bandas de emisión y absorción, los lifetimes del estado de excitación, las interacciones entre los iones, así como las interacciones estáticas y dinámicas entre los iones y la red atómica. El material que dopan tienen una influencia importante en todas estas propiedades, pero sólo se ha investigado

Cuadro 2.1 – Procesos disipativos

Proceso	Causa
Relajación no radiativa	Resultado de la interacción entre los iones y red dinámica. Ocurre a través de emisión múltiple de fonones y es inversamente proporcional a la exponencial del salto energético que separa los niveles $I_{13/2}$ y $I_{15/2}$.
excited-state absorption (ESA) ¹	Producido por la excitación de un ion en el estado metaestable $I_{13/2}$ a estados más altos a través de la absorción de fotones del láser de bombeo o de la señal.
Interacciones ión-ión	Existen dos tipos de procesos: la relajación cruzada y la conversión ascendente. ² En la relajación cruzada un ion en estado de excitación metaestable transfiere parte de su energía a otro ión cercano, quedando ambos iones en un estado intermedio y podruciéndose posteriormente relajación no radiativa hasta el estado de reposo. En la conversión ascendente, el ión en el estado metaestable transfiere su energía a otro ión receptor en el mismo estado, elevándolo a otro estado energético más alto y posteriormente produciéndose emisión no radiativa hasta que alcanza el estado metaestable original.

¹ Ver figura 2.3

² En el caso de fibras dopadas con Er^{3+} , la relajación cruzada no es un problema, ya que no existen niveles intermedios entre el estado de excitación $I_{13/2}$ y el estado de reposo $I_{15/2}$. Sin embargo la conversión ascendente predomina en estas fibras, cuya intensidad depende de la concentración de iones y de la intensidad del láser de bombeo. Para más información consultar [7].

extensamente en los cristales dopados con Nd^{3+} [7].

El nivel $I_{13/2}$ es el nivel metaestable inicial que se utiliza para la amplificación a 1500 nm, y cualquier proceso que remueva iones de este estado que no sea el de la emisión estimulada producida por la señal de interés, reduce la eficiencia del amplificador. En el cuadro 2.1 se muestran estos procesos no deseados.

El diagrama de niveles de excitación del Er^{3+} para el GSA (Ground-State Absorption) y el ESA (Excited-State Absorption), hasta la región verde-azul del espectro, se puede observar en la figura 2.3.

Las transiciones entre los niveles energéticos más altos y el nivel base se pueden estudiar mediante medidas de absorción. La figura C.1 muestra la medida de la absorción de una fibra dopada con Erblio a temperatura ambiente.

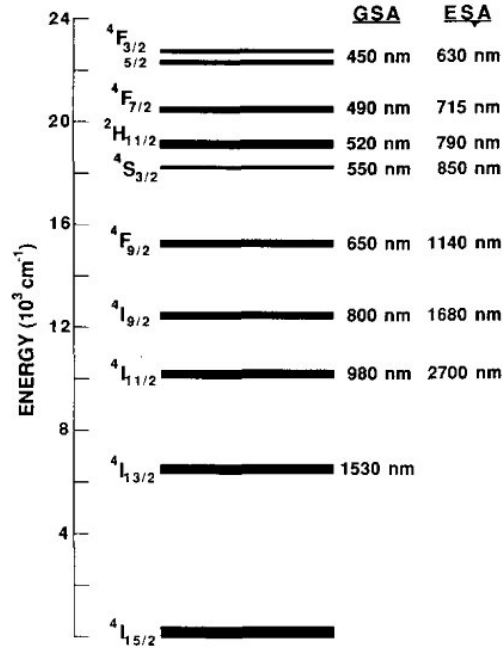


Figura 2.3 – Diagrama de niveles energéticos del Er^{3+} [8]

Secciones transversales

En esta sección se consideran los principios intrínsecos de la forma y fuerza de las transiciones ópticas de las tierras raras, y se discuten las magnitudes observadas y anchos de banda de las secciones transversales a 1500 nm para vidrios dopados con Er^{3+} .

El material al que los iones dopan juega un papel importante en lo que a magnitud y forma de la sección transversal de absorción y de emisión estimulada se refiere. En la figura 2.6 se puede apreciar este efecto para la sección transversal de absorción, en la que se observa que el tipo de vidrio puede afectar significativamente (un poco por encima de un factor de 2) al éste integrado sobre todo el ancho de banda. El de emisión se puede ver en C.2.

El ensanchamiento y la forma del espectro de las secciones transversales, tienen que ver con el Stark effect, que produce una división de los niveles de energía en subniveles (gracias al cual es posible bombear a 1480 nm en los EDFA) [9].

Como se comentó anteriormente, el éxito de los amplificadores de sílice dopados con Erblio se debe al largo lifetime del estado metaestable. Éste permite que se consiga una inversión poblacional alta (para conseguir una ganancia alta), así como un ruido bajo. También es una ventaja en lo que al crosstalk y distorsión se refiere, ya que es prácticamente nulo para modulaciones con frecuencias superiores a los 100 kHz . Estudios sobre los lifetimes en vidrios con diferente composición, han demostrado que la diferencia mínima encontrada es de aproximadamente el 80 % del lifetime de una fibra de sílice codopada con Al/P . En la figura F.3 del apéndice F se muestra una comparativa de los diferentes parámetros para varios tipos de fibras dopadas con Erblio, entre los cuales están los lifetimes mencionados (Observar que no existe mucha varianza, por lo tanto la elección del lifetime no será un factor relevante a tener en cuenta a la hora de elegir la composición del vidrio a dopar).

A la hora de calcular los espectros de las secciones transversales, una práctica común

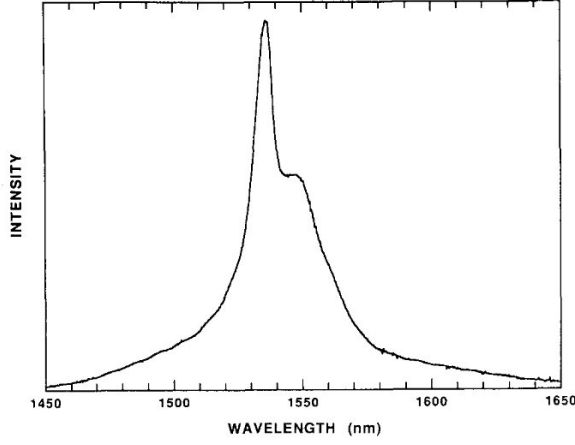


Figura 2.4 – Espectro de emisión de una fibra de Ge/P-sílice dopada con Er^{3+} [7]

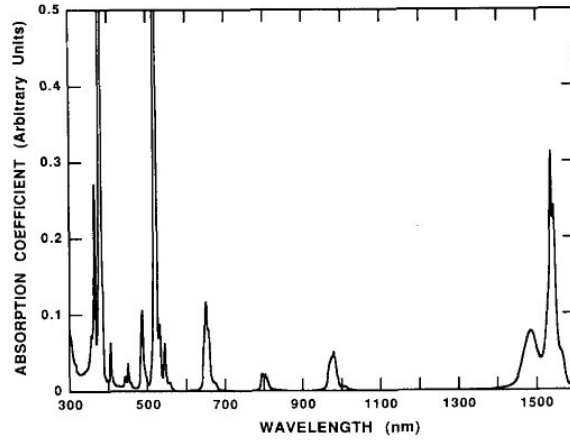


Figura 2.5 – Espectro de absorción de un cristal de sílice L22 dopado con Er^{3+} [7]

es calcular experimentalmente uno de los dos a través de una fibra de prueba, y posteriormente utilizar las relaciones teóricas matemáticas que te permiten obtener la otra sección transversal¹.

Existen varios métodos que relacionan las dos secciones transversales, de entre ellos los más famosos son el de Einstein y el del McCumber. En el primero, la sección transversal integrada está conectada por la relación entre los coeficientes A y B de Einstein generalizados para un ancho de banda finito [7]

$$g_1 \int \nu^2 \sigma_{12}(\nu) d\nu = g_2 \int \nu^2 \sigma_{21}(\nu) d\nu \quad (2.1)$$

donde g_i son las degeneraciones de los conjuntos J de subniveles implicados. Sin embargo, la validez de la ecuación 2.1 está sujeta a que al menos dos condiciones se cumplan: o los componentes Stark de los dos niveles están igualmente poblados o todas las transiciones entre los subniveles de los dos estados deben tener la misma fuerza a pensar de los componentes

¹en el apéndice A se exponen y desarrollan los distintos métodos teóricos

involucrados. Cualquiera de estas dos condiciones aseguran que la fuerza del oscilador observado es idéntico al caso de dos niveles degenerados (no divididos) en el cual se aplica la relación de Einstein. Como la anchura de las subdivisiones para los niveles ${}^4I_{13/2}$ y ${}^4I_{15/2}$ de las fibras dopadas con Erblio es típicamente $300\text{-}400\text{ cm}^{-1}$, la primera condición no se satisface a temperatura ambiente $kT = 200\text{ cm}^{-1}$.

Sin embargo, existe un análisis alternativo que ajusta muy bien la sección transversal calculada a la experimental, éste es el análisis de McCumber. La única asunción que requiere el análisis de McCumber es que el tiempo requerido para la distribución térmica dentro de cada estado sea inferior al lifetime de éste. La fórmula que relaciona la sección transversal es por lo tanto la siguiente

$$\sigma_{21}(\nu) = \sigma_{12}(\nu)e^{(\epsilon - h\nu)/kT} \quad (2.2)$$

donde h es la constante de Planck. El espectro de la sección transversal está escalado el uno respecto al otro por ϵ , que es la energía neta requerida para excitar un ión desde el estado ${}^4I_{15/2}$ al ${}^4I_{13/2}$ a la temperatura T .

La relación 2.2 nos permite sacar las siguientes conclusiones:

- El offset entre los dos picos de emisión es $\nu = \epsilon/h$
- En frecuencias altas el espectro de absorción es mayor que el de emisión, mientras que a frecuencias más bajas la sección transversal de emisión es más alta.

La principal desventaja del análisis de McCumber es que ϵ sólo puede calcularse si se conocen las posiciones de los subniveles Stark para ambos niveles.

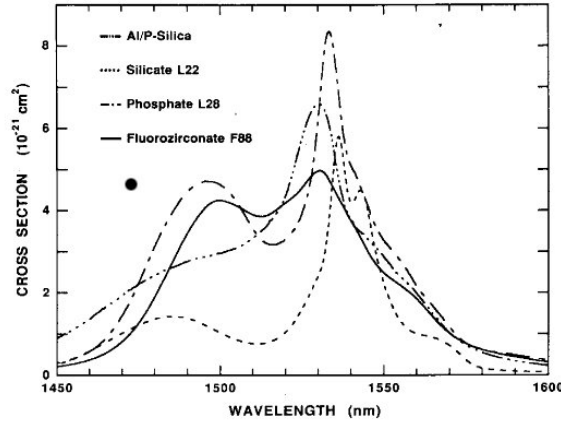


Figura 2.6 – Espectro de la sección transversal de absorción para varios materiales dopados con Er^{3+} [7]

En el apéndice F, en las tablas F.1 y F.2, se pueden ver las composiciones de los diferentes tipos de fibra utilizadas para dopaje y la diferencia que éstas producen en la sección transversal, respectivamente.

Ancho de Banda

Los amplificadores ópticos son más útiles si proporcionan una ganancia relativamente independiente de la longitud de onda de la señal. Esto reduce la tolerancia a la longitud

de onda en transmisores con un sólo canal y incrementa el número de canales ópticos que pueden ser multiplexados si comprometer el funcionamiento (WDM). Los espectros de las transiciones $^4I_{15/2} \rightarrow ^4I_{13/2}$ de absorción y la de $^4I_{13/2} \rightarrow ^4I_{15/2}$ de emisión son consideraciones importantes a la hora de determinar el ajuste espectral del láser y el ancho de banda del amplificador. Como el espectro de ganancia depende de la inversión poblacional local, el cual es una función que depende de la posición a lo largo de la fibra, no hay un procedimiento para predecir cuantitativamente el ancho de banda en un trozo de ésta. Si la inversión poblacional es completa a lo largo de toda la longitud de la fibra, entonces el problema se simplifica enormemente y el logaritmo del espectro de ganancia será proporcional al espectro lineal de la sección transversal de emisión estimulada. Para la transición de 1500 nm del Er^{3+} , una inversión poblacional no completa produce la reabsorción de la señal por los iones que están en el estado de reposo. Como el espectro de absorción está desplazado respecto al de emisión, el proceso de reabsorción no sólo alterará el valor de la ganancia, sino que cambiará la forma del espectro de ésta.

En la figura 2.7 se puede ver cómo cambia la forma del espectro de emisión y la anchura para diferentes tipos de vidrios.

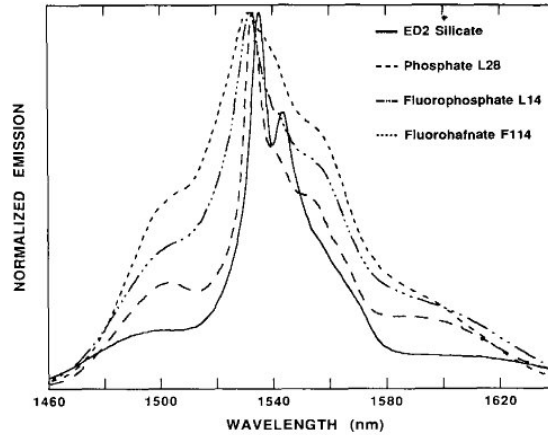


Figura 2.7 – espectro de emisión normalizado de diferentes vidrios [7]

Existe una correlación entre el tipo de vidrio que se dopa y el ancho de banda. Los vidrios de silicato y de fosfato son los que tienen el espectro de emisión más estrecho. Los vidrios de fluoruro y metales pesados proporcionan el FWHM (*Full Width at Half Maximum* en inglés o Anchura a media altura en español) más alto. En estos últimos, parece ser que hay menos ensanchamiento no homogéneo y campos cristalinos menores y más simétricos que los de los vidrios con óxidos. Esto es consistente con la división por efecto Stark y sobre esta base se esperan menores bandas de emisión. Los largos anchos de banda medidos conducen a una conclusión importante: la distribución de las fuerzas entre las transiciones Stark determina en más medida la forma espectral que las divisiones debidas al efecto Stark [7].

Aunque la explicación para los anchos de banda de las fibras dopadas con Er^{3+} necesita de más investigaciones, los datos indican la composición preferida. En general, se utiliza como referencia de medida la fibra de Al/P sílice. Así pues, los boratos, los fluoruros y los fluorofosfatos con una concentración alta de flúor ofrecen anchos de banda similares y mejores. Sin embargo, se deben eliminar de este grupo los boratos, ya que el estado metaestable está dominado por relajación no radiativa a temperatura ambiente.

Longitudes de onda de bombeo

Para que un amplificador óptico tenga ganancia, es necesaria la existencia de otra fuente óptica que excite el dopante activo en una de sus bandas de absorción. Se han demostrado ganancias altas bombeando en las cuatro bandas de absorción más grandes (654 nm, 820 nm, 980 nm y 1480 nm)(ver figura 2.5). Aunque el tipo de guía juega un papel importante a la hora de determinar la eficiencia, la banda de bombeo así como las longitudes de onda particulares dentro de ésta tendrán un efecto significativo en la eficiencia del aparato y, en el caso del amplificador, en la SNR. Las mayores eficiencias en ganancia en pequeña señal (en decibelios por miliwattio) publicadas son actualmente 20.6 para 654 nm, 0.43 para 820 nm, 10.42 a 980 nm, y 5.9 a 1480 nm. Estas eficiencias marcan la tendencia a la hora de desarrollar láseres para bombear en las distintas bandas. Sin embargo, para la banda de absorción de 650 nm no existen láseres con una eficiencias y potencias altas. El efecto que tiene el vidrio a dopar en las bandas de bombeo se debe tener en cuenta, ya que puede tener un papel importante a la hora de mejorar el funcionamiento si se utiliza una de las bandas menos favorables.

Banda de bombeo de 980 nm La banda de bombeo de 980 nm corresponde a la transición $^4I_{15/2} \rightarrow ^4I_{11/2}$. Esta longitud de onda de bombeo ha demostrado ser bastante adecuada para bombear amplificadores ópticos. Las características que presenta esta banda son:

- Buen funcionamiento con respecto a la ganancia y eficiencia en ésta.
- Figuras de ruido de $\approx 3dB$.
- Potencia de la señal de salida $> 500 mW$.
- Eficiencia de conversión fotónica del 80 %.

Este éxito se debe a la larga sección transversal de esta banda en conjunto con la ausencia de emisión estimulada y ESA (Excited State Absorbition).

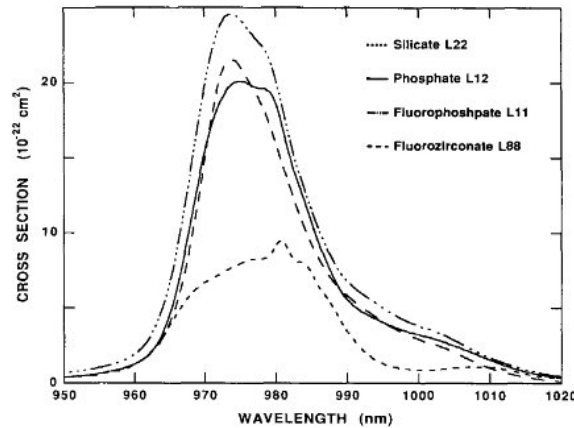


Fig. 10. Absorption cross-section spectra for the 980-nm band.

Figura 2.8 – espectro de la sección transversal de absorción de la banda de 980 nm para diferentes vidrios[7]

El ancho de banda es una consideración importante, ya que establece la tolerancia para el láser de bombeo. En general, hay poca diferencia entre las mejoras en rendimiento para diferentes composiciones de vidrio en la banda de 980 nm (ver F.4).

Banda de bombeo de 800 nm Esta banda permite bombear con un diodo láser de alta potencia de AlGaAs, los cuales son relativamente no muy caros. Lo malo de bombear a este nivel es que ésta banda de absorción solapa a otra de ESA, la cual predomina.

Banda de bombeo de 1400 nm En un intervalo corto de tiempo, esta banda de bombeo ha prevalecido sobre las otras gracias a los excelentes resultados y la disponibilidad comercial de diodos láser de alta potencia a 1480 nm. La ganancia que se experimenta bombeando en un sistema de amplificación de dos niveles es debida al desplazamiento entre las secciones transversales de absorción y de emisión. Este desplazamiento es consecuencia de que los niveles Stark de cada nivel son están uniformemente poblados ya que kT a temperatura ambiente (200 cm^{-1}) es menor que el ancho de los niveles $^4I_{13/2}$ y $^4I_{15/2}$ ($300\text{-}400 \text{ cm}^{-1}$). Como se ha explicado anteriormente, la relación entre ambas secciones transversales está gobernada por 2.2, cuya fórmula nos indica que el offset de ambos espectro aumenta a medida que disminuimos la temperatura.

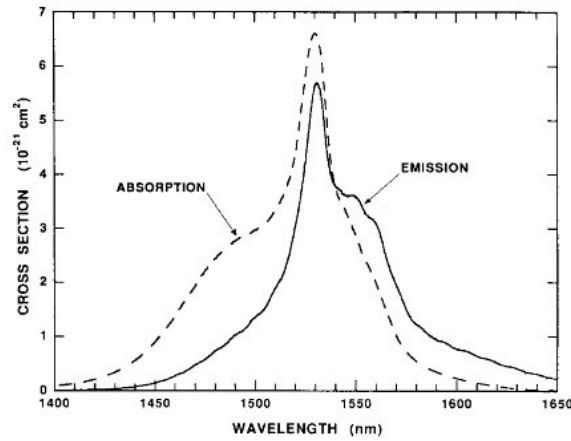


Figura 2.9 – espectro de la sección transversal de absorción de la banda de 1480 nm para un vidrio de sílice Al/P donde se muestra el offset y las diferencias en magnitud [7]

Sin embargo, existe un inconveniente en este esquema de bombeo. La figura 2.9 muestra que el offset no es completo: la sección transversal de emisión estimulada es apreciable en todas las longitudes de onda para las cuales la sección transversal de absorción es suficientemente larga para ser útil. Esto reduce la absorción del bombeo y previene una inversión poblacional total incluso si se aplica una potencia de bombeo infinita. Aunque una ganancia alta se puede conseguir aumentando la longitud de la fibra, la restricción de la inversión asegura que habrá penalización en el SNR.

Los amplificadores bombeados resonantemente han sido modelados usando las secciones transversales de las longitudes de onda de bombeo y señal de una fibra de vidrio Ge/Al. Ya que la ganancia no es un problema, se han considerado las limitaciones del ratio SNR calculando el grado de inversión bajo condiciones de alta potencia de bombeo. Este modelo

permite una comparación de la adecuación de diferentes tipos de vidrio con bombeo a 1480 nm. Bajo condiciones de bombeo de alta potencia, la inversión poblacional se expresa como

$$\eta = \frac{n_2}{n} = \frac{\sigma_{abs}}{\sigma_{abs} + \sigma_{em}} \quad (2.3)$$

donde n es la concentración de Er^{3+} , n_2 es la población del nivel $^4I_{13/2}$, y σ_{abs} y σ_{em} son las secciones transversales de absorción y de emisión, respectivamente, en la longitud de onda de bombeo.

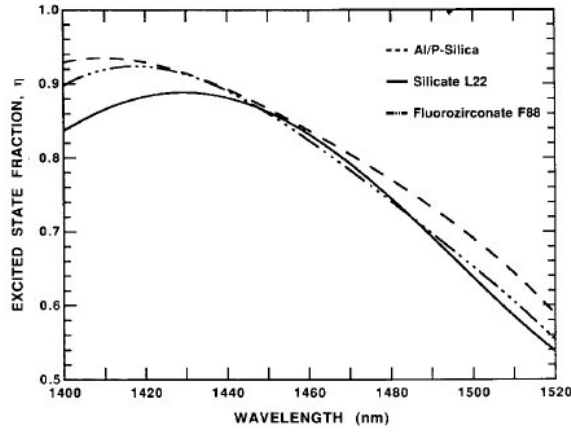


Figura 2.10 – fracción η de iones en estado de excitación como función de la longitud de onda de bombeo bajo condiciones de potencia alta de bombeo [7]

En la figura 2.10 se puede ver una gráfica de la fracción de iones en estado de excitación en función de la longitud de onda de bombeo. Para una potencia de bombeo infinita, el máximo η para cualquier composición de vidrio es $\approx 0,9$. La figura de ruido queda matemáticamente expresada a través de la siguiente fórmula

$$F = 10 \log_{10} \left(\frac{2\sigma_{21}n_2}{\sigma_{21}n_2 - \sigma_{12}n_1} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{2\eta}{\eta(1 + R) - R} \right) \quad (2.4)$$

donde el ratio de las secciones transversales está dado por $R = \sigma_{12}/\sigma_{21}$. En la tabla F.5 se muestra una comparativa del ratio de inversión poblacional y de la figura de ruido para varias composiciones de vidrio. De esta tabla se deduce que la composición del vidrio tiene poco efecto sobre el bombeo resonante: todos tienen una ganancia alta, sin embargo, se aumenta en ≥ 1 dB la penalización sobre la figura de ruido respecto a la que se puede obtener con un bombeo a 980 nm.

Respecto a todas las composiciones de fibra estudiadas, si todos los factores hubiesen sido aproximadamente iguales, el sílice hubiese sido el material de elección por su superioridad óptica y propiedades químicas unidas con la madurez de las técnicas de manufacturación. Sin embargo, el sílice puro es un mal alojador de iones de tierras raras, ya que disuelve sólo concentraciones bajas y tiene unas propiedades espectroscópicas pobres. Para el Er^{3+} esto se traduce en concentraciones de menos de 100 ppm-wt y picos de emisión principal estrechos. El codopaje con Ge o Ge/P no altera estas limitaciones. En contraste, el codopaje con niveles bajos de Al hace que el sílice pueda ser dopado con concentraciones de tierras raras comparables a los vidrios compuestos con varios silicatos. Esto provoca que el Er^{3+} adquiera

propiedades espectroscópicas superiores a los de otras fibras de silicatos, haciendo que el sílice codopado con Al sea el punto de referencia con que otras composiciones se deben comparar.

2.4. Características básicas de los EDFA

Como se ha explicado anteriormente, los EDFA consisten en fibras de vidrio dopadas con Erblio, con un núcleo de vidrio que sirve como elemento alojador de los iones de Erblio y que actúa como medio de ganancia. En la figura 2.11 se muestra un esquema con los elementos básicos de un EDFA. El funcionamiento interno de este tipo de amplificadores ópticos se basa en un láser semiconductor bombeador a 980 nm o 1480 nm que se encarga de hacer la inversión poblacional de los iones de Erblio. Este bombeador inyecta el haz de luz en la fibra a través de un multiplexador EDM, que combina la luz del láser con la señal óptica a amplificar. La luz bombeada se propaga o en la misma dirección que la señal (copropagación) o en la dirección opuesta (contrapropagación). Para prevenir las oscilaciones y el ruido debido a las posibles reflexiones en el ensamblaje se utilizan aisladores ópticos. Existen diseños de amplificadores con arquitecturas más avanzadas para optimizar la potencia de salida y las características de ruido.

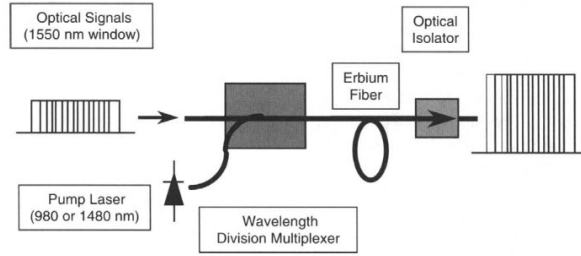


Figura 2.11 – Esquema de un amplificador de fibra de vidrio [5].

En la gran mayoría de los estudios matemáticos que modelan los EDFAs se utiliza un modelo de análisis de dos niveles. Cuando se bombea en la banda de absorción de 980 nm la población del nivel $^4I_{11/2}$ es despreciable. Esta reducción del nivel de bombeo se satisface nominalmente cuando la tasa no radiativa W_{nr} del nivel de excitación $^4I_{11/2}$, es mucho más grande que la tasa de bombeo $W_{pump} = P_p \sigma_a / h\nu_p A$, donde P_p es la potencia de bombeo, ν_p es la frecuencia de bombeo, σ_a la sección transversal de absorción y A es el área del modo. Para los parámetros típicos de los amplificadores, el modelo de dos niveles para un amplificador bombeado en la banda de 980 nm , es válido para potencias medias de menos de 1 W ; esto se satisface en todos los experimentos publicados. Aunque W_{nr} incrementa exponencialmente con el salto de energía entre niveles, el modelo de dos niveles puede ser usado para longitudes cortas de bombeo, p. ej., 800 y 670 nm , porque el decaimiento no radiativo es un proceso rápido que pasa a través de los niveles intermedios para rellenar el nivel metaestable $^4I_{13/2}$. Finalmente el bombeo directo en la transición $^4I_{13/2} \rightarrow ^4I_{15/2}$ también se comporta como un sistema de dos niveles por la rápida termalización en el conjunto metaestable [10].

Los modelos de ensanchamiento homogéneo de dos niveles son adecuados para describir los amplificadores bombeados en la banda de absorción de 1480 y 980 nm . Sin embargo, se desarrollará el sistema de tres niveles para describir el funcionamiento y desarrollar la fórmula de la ganancia.

2.4.1. Sistema de tres niveles

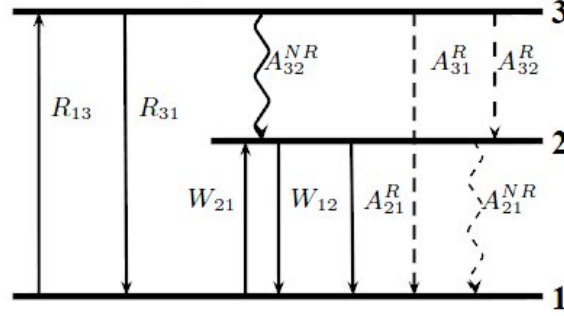


Figura 2.12

La figura 2.12, muestra todas las posibles transiciones energéticas entre niveles, donde R y W representan las absorciones y emisiones estimuladas, y A las espontáneas. Los prefijos R y NR, significan radiativo y no radiativo, respectivamente

La figura 2.13 está sacada del libro [8] y es la que se utilizará para desarrollar las fórmulas de ganancia. Ésta muestra el funcionamiento físico de un amplificador EDFA. En él existen tres niveles de energía. Un láser de bombeo se encarga de excitar los iones de Erblio del estado E_1 (ground state), al estado E_3 . El estado E_3 es un estado de vida corta, esto quiere decir que los iones caen al estado E_2 en menos de un microsegundo. De esta forma, los iones que caen al estado E_2 permanecen ahí por un tiempo mucho más largo.

El estado E_3 se utiliza como estado intermediario para conseguir una inversión poblacional de iones en E_2 , a menudo referido como nivel metaestable. El estado 2 es el nivel alto de la transición en la amplificación y el 1, el bajo. Las poblaciones de iones de los niveles están etiquetados como N_1 , N_2 y N_3 .

La figura 2.13, donde se muestran los tres niveles energéticos, nos sirve para representar la dinámica interna de amplificación que nos interesa en la cual, para obtener amplificación de la señal óptica entrante, necesitamos una inversión poblacional entre los estados 1 y 2 que, como se ha comentado anteriormente, se realiza a través de un láser de bombeo.

Por simplicidad en las formulaciones matemáticas que desarrollaremos a continuación, se considera que la intensidad de la señal óptica entrante y la de bombeo, así como la densidad superficial de los iones de Erblio es constante a lo largo de la sección transversal.

Denotamos como ϕ_p (número de fotones por unidad de tiempo y de superficie) a la intensidad de la señal óptica incidente a la frecuencia correspondiente a la transición entre 1 y 3 (esto es, fotones con energía $(E_3 - E_1 = h\nu_p)$, que corresponde al láser de bombeo. Análogamente, denotamos como ϕ_s a la intensidad de la señal óptica a amplificar, cuyos fotones tiene una frecuencia $\nu_s = \frac{E_2 - E_1}{h}$. Los cambios poblacionales de los iones de Erblio en los distintos niveles se deben a la absorción de fotones y a la emisión estimulada y espontánea de estos. Representamos como Γ_{32} y Γ_{21} a probabilidad de transición de un ión de E_3 a E_2 y de E_2 a E_1 , respectivamente. σ_p y σ_s representan la sección transversal de emisión y de absorción.

Las ecuaciones que marcan la tasa de cambio de estado de los iones de Erblio respecto al tiempo son [8]:

$$\frac{dN_3}{dt} = -\Gamma_{32}N_3 + (N_1 - N_3)\phi_p\sigma_p \quad (2.5)$$

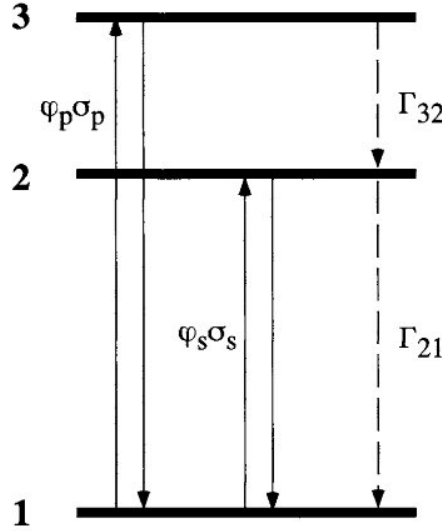


Figura 2.13 – Sistema de tres niveles de energía utilizado para amplificación óptica en amplificadores dopados con Erblio. Las tasas de transición entre los niveles 1 y 3 son proporcionales a la poblaciones en éstas y al producto del flujo de bombeo ϕ_p y la sección transversal de bombeo σ_p . Las tasas de transición entre los niveles 1 y 2 son proporcionales a la poblaciones en éstas y al producto del flujo de señal ϕ_s y la sección transversal de señal σ_s . Las tasas de transición espontáneas de los iones (incluyendo las contribuciones radiativas y no radiativas) son Γ_{32} y Γ_{21} [8].

$$\frac{dN_2}{dt} = \Gamma_{32}N_3 - \Gamma_{21}N_2 - (N_2 - N_1)\phi_s\sigma_s \quad (2.6)$$

$$\frac{dN_1}{dt} = \Gamma_{21}N_2 - (N_1 - N_3)\phi_p\sigma_p + (N_2 - N_1)\phi_s\sigma_s \quad (2.7)$$

Teniendo en cuenta que en régimen permanente las derivadas respecto al tiempo son cero y que:

$$N = N_1 + N_2 + N_3 \quad (2.8)$$

Usando 2.5 obtenemos:

$$N_3 = \frac{1}{1 + \Gamma_{32}/\phi_p\sigma_p} N_1 \quad (2.9)$$

Sustituyendo 2.13 en 2.6 y haciendo uso de 2.8 obtenemos la inversión poblacional de N2 respecto de N1.

$$N_2 - N_1 = \frac{\phi_p\sigma_p - \Gamma_{21}}{\Gamma_{21} + 2\phi_s\sigma_s + \phi_p\sigma_p} N \quad (2.10)$$

La condición para que exista inversión poblacional es que $N_2 > N_1$. Por lo tanto, obtenemos que el umbral de intensidad de bombeo para que exista inversión poblacional es igual a:

$$\phi_{th} = \frac{\Gamma_{21}}{\sigma_p} = \frac{1}{\sigma_p\tau_2} \quad (2.11)$$

Cuando la intensidad de la señal es muy baja (por tanto podemos despreciar el término $2\phi_s\sigma_s$), podemos escribir la inversión poblacional en tanto por uno en función de la intensidad de la señal de bombeo normalizada.

$$\frac{N_2 - N_1}{N} = \frac{\phi'_p - 1}{\phi'_p + 1} \quad (2.12)$$

$$\phi'_p = \frac{\phi_p}{\phi_{th}} \quad (2.13)$$

En la figura 2.14 se muestra el nivel relativo de inversión poblacional en función de la intensidad de bombeo normalizada. Por debajo del umbral la inversión poblacional es negativa, por lo tanto hay más absorciones que emisiones y la señal es atenuada mientras que por encima del umbral es positiva y por tanto la señal entrante se amplifica.

La intensidad de bombeo, medido en unidades de energía por unidad de área y tiempo, se expresa como: $I_p = h\nu\phi_p$, por tanto la intensidad umbral de bombeo se expresa como:

$$I_{th} = \frac{h\nu_p\Gamma_{21}}{\sigma_p} = \frac{h\nu}{\sigma_p\tau_2} \quad (2.14)$$

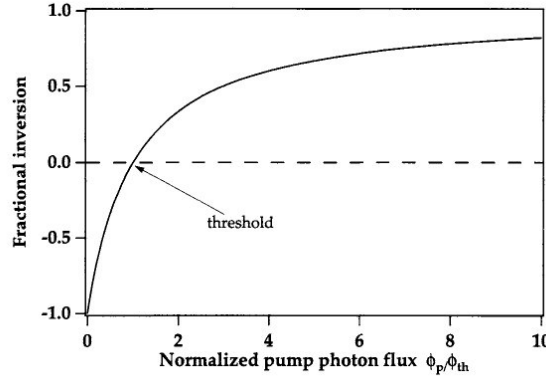


Figura 2.14 – Fracción de la inversión poblacional $\frac{N_2 - N_1}{N}$ en un sistema de tres niveles[8].

Podemos concluir que las condiciones para conseguir una intensidad de bombeo baja son tener un índice de absorción en la sección transversal alto σ_2 o una τ_2 alta.

En las fibras de sílice el Erblio tiene aproximadamente un τ_2 de 10 ms. La gran ventaja que presentan las fibras dopadas con Erblio es la poca potencia que se necesita en el láser de bombeo.

Ganancia de señal pequeña

Considerando el sistema de tres niveles energéticos anteriormente desarrollado, a continuación se detalla el desarrollo matemático del cálculo de la ganancia.

En un caso unidimensional, las intensidades de los rayos ópticos se pueden sacar a partir de las potencias de campo a través de la siguiente fórmula:

$$I(z) = \frac{P(z)\Gamma}{A_{eff}} \quad (2.15)$$

Donde Γ es el overlap factor, que representa el solapamiento entre los iones de Erblio y los modos de propagación y A_{eff} es el área efectiva de la sección transversal.

Considerando en este caso que los rayos ópticos de bombeo y señal se propagan en la misma dirección (configuración de copropagación), los rayos serán atenuados o amplificados en una longitud infinitesimal definida por dz por los efectos de absorción que provocan que los iones pasen a los estados energético 2 y 3 desde el estado de reposo 1 o emisión estimulada de los iones en los estados de excitación (N2 o N3). El crecimiento de la intensidad en función de la longitud z viene dado por la siguiente ecuación:

$$\frac{dI_p}{dz} = -\frac{\Gamma_{21} + \frac{\sigma_s I_s}{h\nu_s}}{\Gamma_{21} + 2\frac{\sigma_s I_s}{h\nu_s} + \frac{\sigma_p I_p}{h\nu_p}} \sigma_p I_p N \quad (2.16)$$

La condición para que exista ganancia en el medio es que la intensidad de bombeo sea mayor que la intensidad umbral, es decir:

$$I_p > I_{th} = \frac{h\nu_p}{\sigma_p \tau_2} \quad (2.17)$$

Análogamente a como se desarrolló anteriormente el flujo, definimos la intensidad en función del umbral de bombeo. Las intensidades normalizadas son:

$$I'_p = \frac{I_p}{I_{th}} \quad (2.18)$$

$$I'_s = \frac{I_s}{I_{th}} \quad (2.19)$$

Definimos también la cantidad η como:

$$\eta = \frac{h\nu_p \sigma_s}{h\nu_s \sigma_p} \quad (2.20)$$

Y la intensidad de saturación como:

$$I'_{sat}(z) = \frac{1 + I'_p(z)}{2\eta} \quad (2.21)$$

Así pues, la variación relativa de la intensidad de señal con respecto a la intensidad umbral en función de la distancia z viene dada por:

$$\frac{dI'_s}{dz} = \frac{1}{1 + I'_s(z)/I'_{sat}(z)} \left(\frac{I'_p - 1}{I'_p + 1} \right) \sigma_s I'_s(z) N \quad (2.22)$$

La anterior expresión no representa el comportamiento exacto de la señal dentro de la fibra, pero sí permite entender las características principales de los amplificadores ópticos de tres niveles.

Como se puede deducir de la ecuación de propagación de la señal, ésta solo experimentará ganancia si $I_p > I_{th}$. Cuando la intensidad de bombeo es menor que la umbral, la señal se atenuará y, si es mayor, se amplificará.

La solución a la ecuación diferencial anterior, suponiendo que la intensidad de bombeo es constante a lo largo de z , y bajo condiciones de ganancia de señal baja, esto es $I'_s \ll I'_{sat}$ (condición que se satisface cuando la señal es débil y el bombeo es fuerte), queda:

$$I'_s(z) = I'(0)\exp(\alpha_p z) \quad (2.23)$$

Donde α_p es el coeficiente de ganancia y se define como:

$$\alpha_p = \frac{I_p - 1}{I_p + 1} \sigma_s N \quad (2.24)$$

Régimen de saturación

Cuando la señal crece lo suficiente se entra en lo que se conoce como régimen de saturación. En esta región la gobernanza en el crecimiento queda marcada por la siguiente ecuación, donde se ha utilizado la simplificación $I'_s/I_{sat} \gg 1$. Por lo tanto la ecuación 2.22 queda como:

$$\frac{dI'_s}{dz} = I_{sat} \left(\frac{I'_p - 1}{I'_p + 1} \right) \sigma_s N \quad (2.25)$$

En la figura 2.15 se puede ver un ejemplo de cómo, cuando alcanzamos la región de saturación, nuestro amplificador deja de funcionar en el régimen de ganancia de pequeña señal.

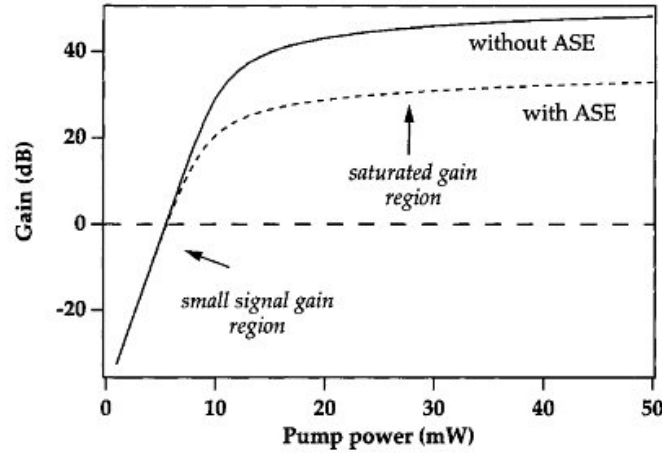


Figura 2.15 – Ganancia en función de la potencia de bombeo [8]

A continuación mostramos una figura del espectro óptico (figura 2.16) de un amplificador EDFA, en el cual se ven varios canales y una señal a 1480 nm, el cual corresponde a potencia de bombeo.

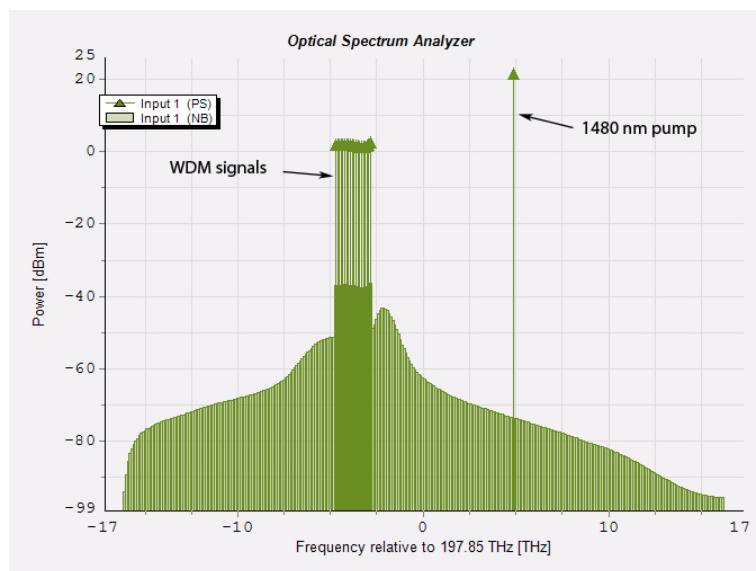


Figura 2.16 – Captura espectro óptico de un sistema WDM amplificado con un EDFA con bombeo a 1480 nm

Capítulo 3

ESTUDIO DE LA INSERCIÓN DE AMPLIFICADORES EDFA EN UN ENLACE PUNTO A PUNTO

3.1. Ruido en un sistema óptico [1]

En los sistemas sin amplificadores ópticos, la principal fuente de ruido es el ruido térmico de la electrónica del receptor. Hay otras fuentes de ruido, tales como el ruido de disparo (*shot noise*) debido a la naturaleza cuántica de los fotones, y la intensidad del ruido del láser (RIN) el cual puede contener el ruido proveniente de la electrónica del módulo de éste.

El ruido térmico es de naturaleza gaussiana, por lo que si la potencia de éste es conocida, es fácil calcular el ensanchamiento que causa en los 1s y 0s. Estos ensanchamientos producirán errores, ya que un 1 lógico se detectará como un cero de vez en cuando, y viceversa. Como la forma de los ensanchamientos (sus funciones de densidad de probabilidad) es conocida, la BER (*bit-error ratio*) se puede calcular analíticamente conociendo la potencia de ruido térmico.

En una simulación de un enlace sin amplificadores, las distorsiones que experimenta la señal a lo largo del enlace se tienen en cuenta y se consideran en el cálculo de la BER. Una forma común de distorsión es la introducida por los circuitos electrónicos con un ancho de banda pequeño. Esto producirá transiciones más lentas de 0 a 1 y de 1 a 0, bajando el nivel de señal del primer 1 de una secuencia de unos o elevándolo para el primer 0 de una secuencia de ceros. Por lo tanto, el ruido en estos bits es más probable que conduzca a errores. Un medidor de BER determinista calculará la probabilidad de error para cada bit, y luego encontrará la probabilidad media de éste, por lo que así se incluirán los efectos de distorsión de la señal. Sin embargo, para las simulaciones que se desarrollarán, se utilizará un método de cálculo de BER estocástico con aproximación Gaussiana.

Para los sistemas con amplificadores ópticos, el ruido ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) proveniente de estos debe ser considerado, y dominará la mayoría de los sistemas diseñados para hacer el mejor uso posible de los amplificadores. La potencia de ruido ASE se acumula a lo largo del sistema. Cuando se detecta, el ruido ASE se mezcla consigo mismo (ruido ASE-ASE), para producir ruido eléctrico en la banda base. Más importante aún, se mezcla con la señal (con mucha más potencia), para producir ruido eléctrico señal-ASE. Ambos términos son conocidos como ruido de golpe (*beat noise*), porque son causados por la

mezcla óptica del fotodiodo no lineal, causando ruido en banda base. En los sistemas bien diseñados el ruido señal-ASE domina, pero el ruido ASE-ASE puede afectar a la BER en uno o dos órdenes de magnitud, por lo que debe ser considerado.

Si la potencia de ruido ASE se representa como una medida estadística a lo largo del sistema, entonces se pueden utilizar técnicas deterministas para determinar la BER. Una de las desventajas de mantener el ruido como medida estadística es que no se pueden mezclar con la señal a lo largo del sistema, como por lo que no tienen en cuenta los efectos no lineales de las fibras. Así, a menudo el ruido ASE se añade a una señal como un campo óptico aleatorio para ser tratada con una aproximación estocástica para el cálculo de la probabilidad de error. La dificultad en la estimación de la BER radica entonces en la forma de calcular las funciones de densidad de probabilidad de la mezcla de la señal y el ruido. Esto se reduce a obtener una buena estimación de la pdf a partir de la recopilación varios cientos de bits de datos de 1s y 0s. Una vez que ésta se ha estimado, la BER se calcula a partir de la pdf. Por supuesto, cada ejecución de una simulación puede dar una respuesta diferente si el ruido aleatorio es diferente para cada una. Un contra de esta manera estadística de calcular la BER es que puede ser difícil separar los efectos de la interferencia entre símbolos en el cálculo de las pdfs. En general, para la estimación estocástica de la BER, se deben de realizar varias simulaciones con diferentes patrones de generación de datos, para así poder comprobar la exactitud del cálculo.

3.2. Sistemas ópticos amplificados periódicamente

Durante principios de los noventa del siglo pasado, se han realizado muchos experimentos que emplean cadenas de amplificadores ópticos en cascada para aumentar la longitud de los enlaces a larga distancia. Estos experimentos han demostrado que la dispersión de la fibra es el factor más limitante.

Una estimación aproximada de la limitación que la dispersión produce en la longitud de los enlaces se puede realizar si se inyecta una potencia óptica suficientemente baja para que se puedan despreciar los efectos no lineales durante la transmisión de la señal. Como los amplificadores ópticos compensan sólo la atenuación de la señal producida por la fibra, las deducciones matemáticas que calculan la dispersión de la señal a lo largo del enlace se pueden seguir aplicando. En el caso de que se utilice una fuente óptica con un espectro óptico grande en nuestra banda de emisión de interés (Banda C, de 1530 a 1570 nm), se utilizará la siguiente fórmula [2]

$$BL_T|D|\sigma_\lambda \leq \frac{1}{4} \quad (3.1)$$

donde L_T es la longitud total del enlace, D es el coeficiente de dispersión y σ_λ es la anchura temporal del pulso en RMS.

Para el caso de fuentes espectrales con una anchura espectral pequeña, como es el caso del láser DFB utilizado en las simulaciones, la velocidad binaria de transmisión estará limitada por [2]

$$B\sqrt{|\beta_2|}L_T \leq \frac{1}{4} \quad (3.2)$$

Ruido ASE

El amplificador óptico recibe una potencia a la entrada, la amplifica según su curva de ganancia en función de la potencia de entrada, y le añade ruido ASE (ver figura 3.1).

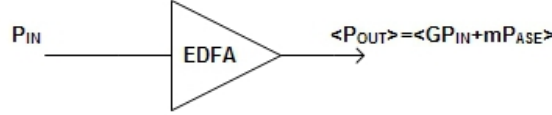


Figura 3.1

La siguiente formula expresa la potencia de ruido ASE, el cual puede ser definido matemáticamente como ruido Gaussiano.

$$P_N = mn_{sp}hv_s(G-1)B_{opt} \quad (3.3)$$

donde G es la ganancia del amplificador, n_{sp} es factor de emisión espontánea, v_s la frecuencia de emisión del láser, B_{opt} el ancho de banda del filtro óptico y $m = 1, 2$ dependiendo del número de modos de polarización del ruido. En los siguientes desarrollos se utilizarán los dos modos.

3.2.1. Impacto del ruido ASE de una cadena de amplificadores en cascada en la SNR

En esta parte se analizará un enlace con amplificadores concatenados. A cada sección de fibra de longitud L al que le sigue un amplificador óptico que compensa las pérdidas producidas en la fibra se le llama sección de amplificación. Desafortunadamente, los amplificadores ópticos producen ruido ASE, el cual ha sido estudiado anteriormente. Así pues, la señal, además de ser atenuada y amplificada por los EDFA, incorporará ruido ASE de estos. El ruido de los siguientes amplificadores en el enlace se irá sumando al proveniente de los anteriores. En la figura 3.2 se puede ver un esquema del montaje de un enlace con amplificadores en cascada. A la salida de una sección de amplificación, las potencias de ruido y señal que tendremos serán [10]:

$$P_{ASE,i}^{TOT} = LG_i P_{ASE,i-1}^{TOT} + bP_{a,i}^+(G_i, n_{sp,i}) \quad (3.4)$$

$$P_{s,i} = LG_i P_{s,i-1} \quad (3.5)$$

con $P_{ASE,0}^{TOT} = 0$; $P_{s,0}$ es la potencia de salida de la señal del transmisor. L y G_{i-1} representan las pérdidas y ganancia de la sección de amplificación de la etapa anterior. La potencia $P_{a,i}$ representa el ruido codireccional con señal que añade el amplificador de la etapa i , el cual depende de la ganancia de éste y del factor de emisión espontánea.

El comportamiento de cada amplificador óptico depende de las pérdidas L , de la longitud de onda de bombeo λ_p y de la longitud de onda de emisión λ_s , y de la potencia y dirección del bombeo. La potencia de saturación del amplificador también aumenta con la potencia de bombeo.

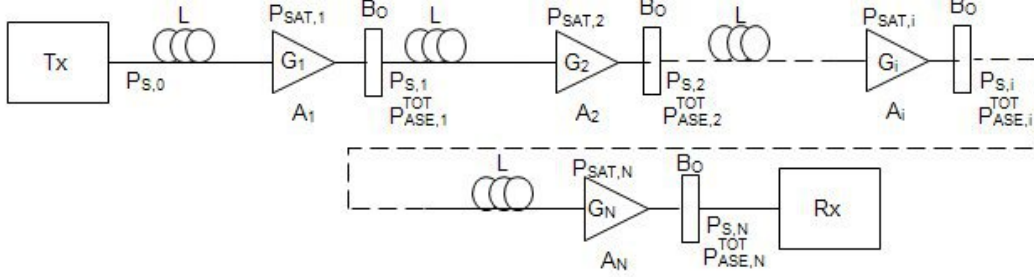


Figura 3.2 – Montaje de amplificadores EDFA en cascada con secciones con igual longitud de fibra L.

Modelo simple de amplificadores EDFA en cascada

Partiendo de un modelo típico de amplificador EDFA, se puede utilizar un modelo simple de amplificador saturado para ver cómo los amplificadores concatenados se pueden configurar de distintas maneras para mejorar el funcionamiento global del sistema. Si empezamos con las asunción de que el coeficiente de ganancia g satura localmente de manera homogénea, esto es, $g = (1/(1 + P/P_{sat}))$, y un bombeo uniforme del amplificador, se puede derivar una fórmula implícita que nos de la ganancia del amplificador [11]:

$$G = G_0 \exp \left[(1 - G) \frac{P_{in}}{P_{sat}} \right] = G_0 \exp \left[\frac{(1 - G) P_{out}}{G P_{sat}} \right] \quad (3.6)$$

$$P_{out} = P_{sat} \left(\frac{G}{G - 1} \right) \ln \left(\frac{G_0}{G} \right) \quad (3.7)$$

$$P_{in} = P_{sat} \left(\frac{1}{G - 1} \right) \ln \left(\frac{G_0}{G} \right) \quad (3.8)$$

donde G_0 es la ganancia no saturada (ganancia en pequeña señal) y P_{in} es la potencia total a la entrada del amplificador dopado con Erblio. La saturación propia del ruido ASE producido por el amplificador no se incluye por simplicidad pero el ASE se propaga a través de las siguientes secciones y provoca que se saturen los siguientes amplificadores. La potencia total y la de la señal a la salida del amplificador óptico i es:

$$P_{out,i} = LG_i P_{out,i-1} + 2n_{sp}(G_i - 1)h\nu_s B_0 \quad (3.9)$$

$$P_{s,i} = LG_i P_{s,i-1} \quad i = 1, N \quad (3.10)$$

donde $P_{out,0} = P_{s,0}$ y ν_s es la frecuencia óptica de emisión. El ancho de banda del filtro en cada sección es B_0 . El factor de emisión espontánea de cada amplificador se asume que es constante. La ganancia en pequeña señal y la potencia de saturación dependen del diseño de la fibra y de la potencia de bombeo. En el ejemplo del diseño de la figura 3.2, utilizamos la misma ganancia en pequeña señal para todos los amplificadores, es decir, $G_{0,i} = (G_0$.

Normalmente, el amplificador de fibra se opera en la región donde la ganancia en pequeña señal varía lentamente con la potencia de bombeo, y donde la potencia de saturación se puede regular incrementando la de bombeo.

En las figuras 3.3, 3.4 y 3.6 aparecen las representaciones gráficas de las funciones de la ganancia

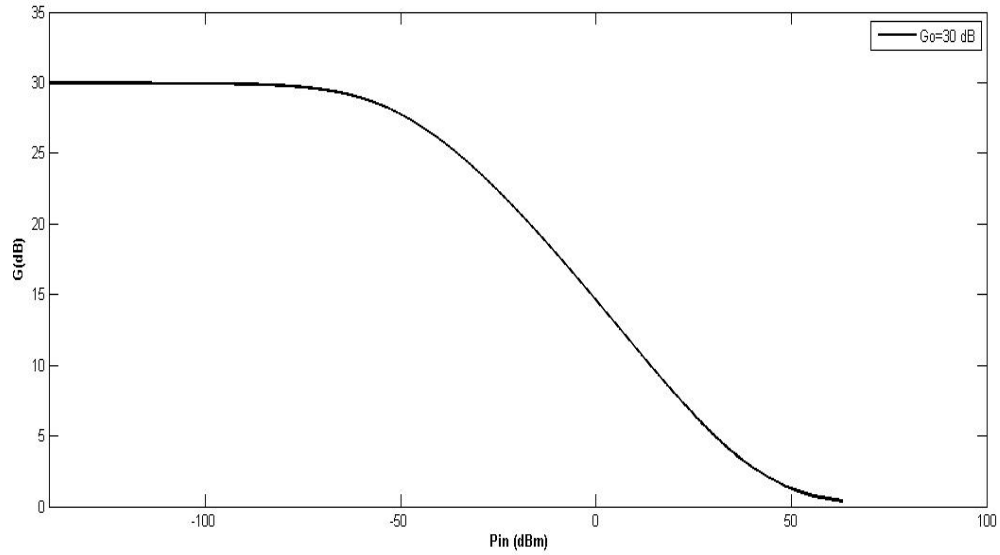


Figura 3.3 – Ganancia en función de la potencia de entrada de un amplificador EDFA con $P_{sat}= 8\text{mW}$ y una ganancia de 30 dB en pequeña señal

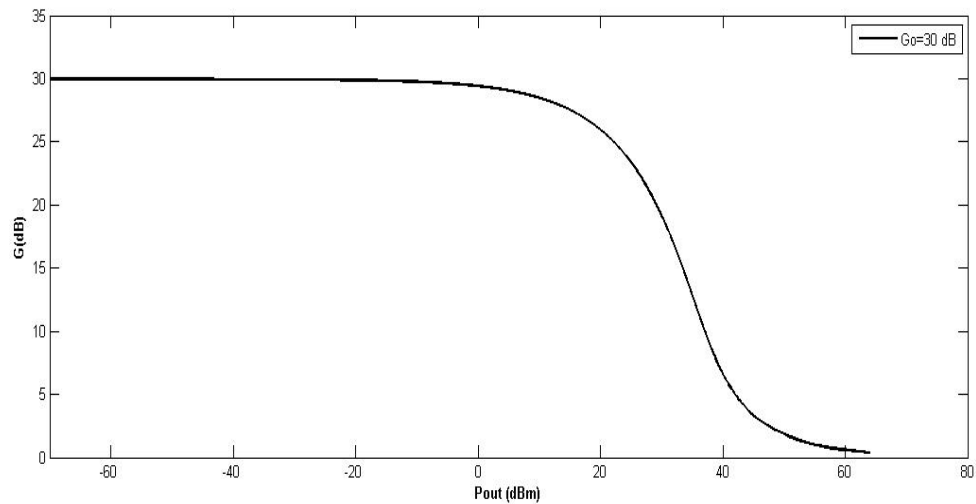


Figura 3.4 – Ganancia en función de la potencia de salida de un amplificador EDFA con $P_{sat}= 8\text{mW}$ y una ganancia de 30 dB en pequeña señal

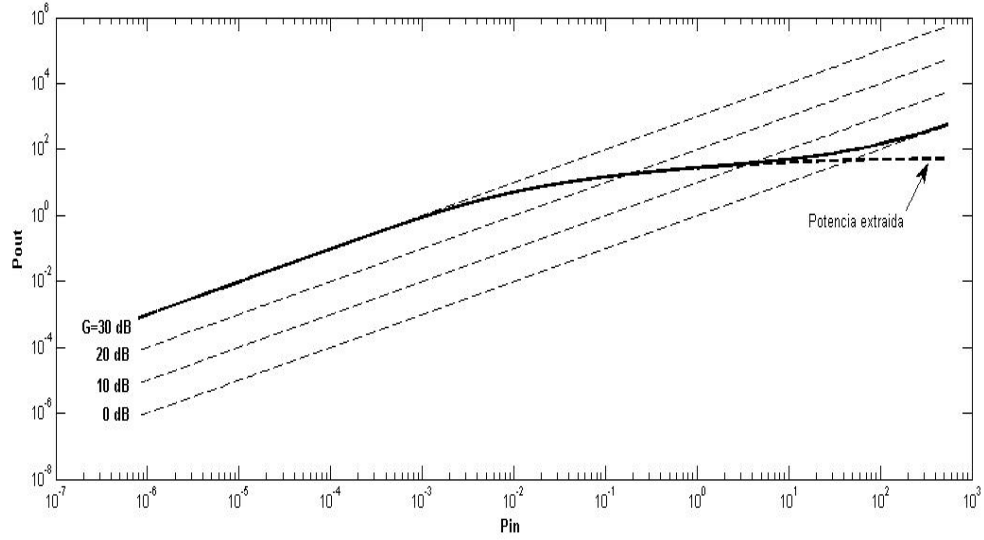


Figura 3.5 – Gráfica que muestra la potencia de salida en función de la potencia de entrada de un amplificador EDFA con una potencia de saturación de 8 mW y una ganancia en pequeña señal de 30 dB

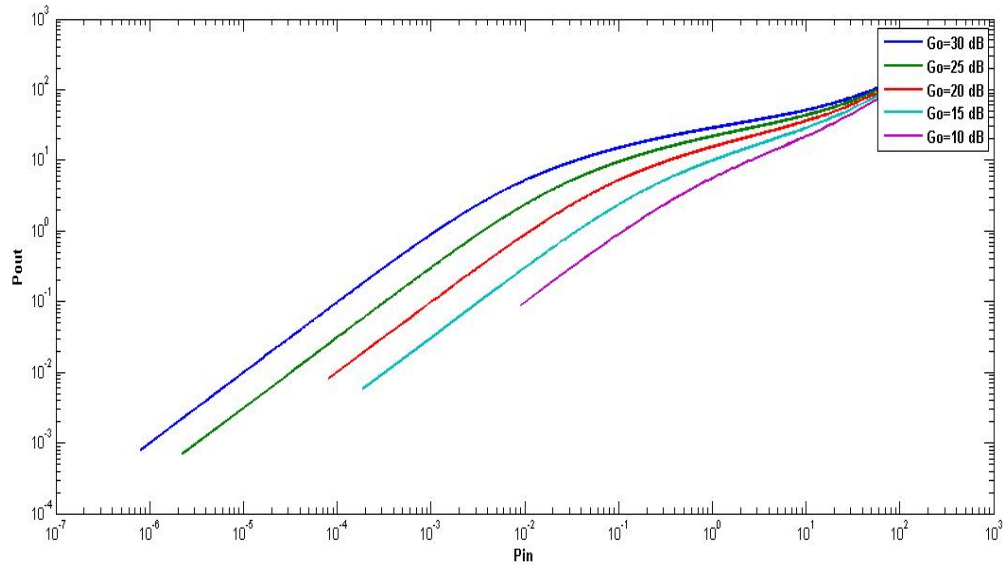


Figura 3.6 – Gráfica que muestra la potencia de salida en función de la potencia de entrada para amplificadores EDFA con distintas ganancias en pequeña señal G_0 y potencia de saturación de 8 mW

Siempre que las secciones de amplificación tengan una longitud de fibra lo suficientemente razonable como para que la la señal tenga un nivel de potencia adecuado a la entrada de cada amplificador, la fórmula 3.9 se puede generalizar a la siguiente expresión

$$P_{out,i} = L_i G_i P_{out,i-1} + 2n_{sp}(G_i - 1)h\nu_s B_0 \quad (3.11)$$

donde suponemos que el filtro óptico permanece invariante ya que se ajusta de la manera más eficiente al ancho de banda de la señal óptica. La superposición en cada etapa del ruido ASE al de la anterior, requiere que en cada sección de amplificación $L_i G_i$ sea mayor que la unidad en una cantidad según el comportamiento global del sistema, ya que en el caso de que este fuese igual a la unidad, la acumulación del ruido ASE anterior iría aumentando en las subsiguientes etapas y provocando que los siguientes EDFAs se fueran saturando, con un producto global $\prod_i^N L_i G_i < 1$ al final de la fibra.

La saturación de la ganancia inducida por la acumulación del ruido ASE a lo largo de un sistema se debe evitar en la mayor medida. En la siguiente explicación asumiremos que los amplificadores no se saturan, es decir, $G_i = G_0$. Para el caso de un enlace en el que cada amplificador compensa las pérdidas producidas en la sección de fibra anterior $G_0 L = 1$, y donde las longitudes de fibra son iguales $L_i = L$, el ruido ASE total viene dado por:

$$P_{ASE}^{tot} = 2N_A S_{ASE} \Delta\nu_o = 2n_{sp} h\nu_o N_A (G_0 - 1) \Delta B_0 \quad (3.12)$$

donde N_A es el número de amplificadores del enlace. El factor de emisión espontánea viene dado por

$$n_{sp} = \sigma_e \frac{N_2}{\sigma_e N_2 - \sigma_a N_1} \quad (3.13)$$

donde σ_e y σ_a son las secciones transversales de emisión y de absorción, respectivamente, y N_2 y N_1 las poblaciones atómicas en el estado de excitación y reposo.

La relación señal a ruido óptica queda por tanto

$$OSNR = \frac{P_0}{N_A P_{ASE}} = \frac{P_0}{2n_{sp} h\nu_o N_A (G_0 - 1) B_0} \quad (3.14)$$

La relación señal a ruido, para el caso descrito sería

$$SNR_e = \frac{R_d^2 P_{in}^2}{N_A \sigma_{sig-sp}^2} = \frac{P_{in}}{4N_A S_{ASE} \Delta f} \quad (3.15)$$

con P_{in} y Δf siendo la Potencia de entrada y el ancho de banda efectivo de ruido del receptor.

3.3. Fluctuaciones en la señal eléctrica debidas al ASE. Teoría semiclásica

3.3.1. Sistema con preamplificador

Para explicar la penalización en la BER que produce el ruido ASE de los amplificadores ópticos en cascada, se analiza un enlace compuesto sólo de un preamplificador como el de la figura:

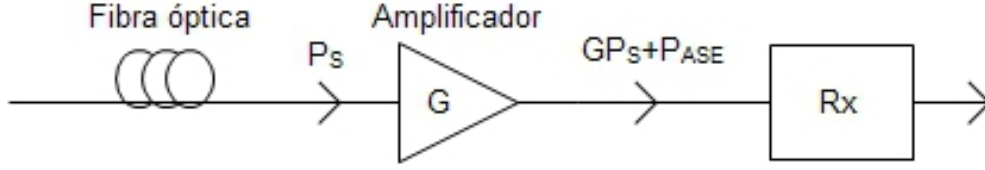


Figura 3.7 – Esquema de un sistema con preamplificador EDFA

La señal que llega al receptor estará perturbada por el ruido ASE, por lo que en el dominio eléctrico se producirán fluctuaciones debidas a la contribución de este ruido junto al del receptor. La señal eléctrica del receptor se puede escribir por tanto:

$$I = R_d(|E_s + E_{cp}|^2 + |E_{op}|^2) + i_s + i_T \quad (3.16)$$

Donde G es la ganancia del amplificador, i_s y i_T son la fluctuaciones de corriente inducidas por el ruido de disparo y el térmico, respectivamente, E_{cp} es la parte del ruido ASE copolarizada con la señal, y E_{op} es la parte ortogonalmente polarizada del ruido ASE. Sólo la parte del ruido ASE que está copolarizada con la señal puede golpearla.

Las señales que llegan al receptor, en notación compleja son:

$$E_s = \sqrt{P_s} \exp(i\phi - i\omega_s t) \quad (3.17)$$

$$E_{cp} = \sum_{m=1}^M \sqrt{(S_{ASE} \delta v_s)} \exp(i\phi - i\omega_s t) \quad (3.18)$$

Donde E_s y E_{cp} son el campo eléctrico de la señal y el de la parte copolarizada del ruido ASE, respectivamente.

Por tanto, desarrollando la ecuación 3.16, la corriente que genera el fotodetector cuando se transmite con una potencia continua P_s en un sistema como el de la figura 3.7 es

$$I = R_d G P_s + i_{sig-sp} + i_{sp-sp} + i_T \quad (3.19)$$

Para poner los resultados fundamentales en términos de fotocorriente eléctrica media y potencia eléctrica, consideramos primero la fotocorriente media y definimos las componentes de ruido I_s y I_N [9]:

$$I_s = R P_s = \frac{\eta e P_s}{h v_s} \quad (3.20)$$

$$I_N = R P_N = \frac{\eta q P_N}{h v_s} \quad (3.21)$$

Cuadro 3.1 – corrientes generadas en el receptor como consecuencia de la incidencia de la señal óptica

Corriente	Media	Varianza
GI_s	GI_s	0
i_{sig-sp}	0	$4GI_sI_N\frac{B_e}{B_o}$
i_{sp-sp}	I_N	$2I_N^2\frac{B_e}{B_o^2}(2B_o - B_e)$
i_{shot}	0	$2q(GI_s + 2I_N)B_e$
i_T	0	$(4k_BT/R)B_e$

De esta manera, expresamos las contribuciones del ruido ASE en la tabla 3.1. Para los cálculos se ha tenido en cuenta que $P_N = hv_0 n_{sp}(G - 1)B_o$.

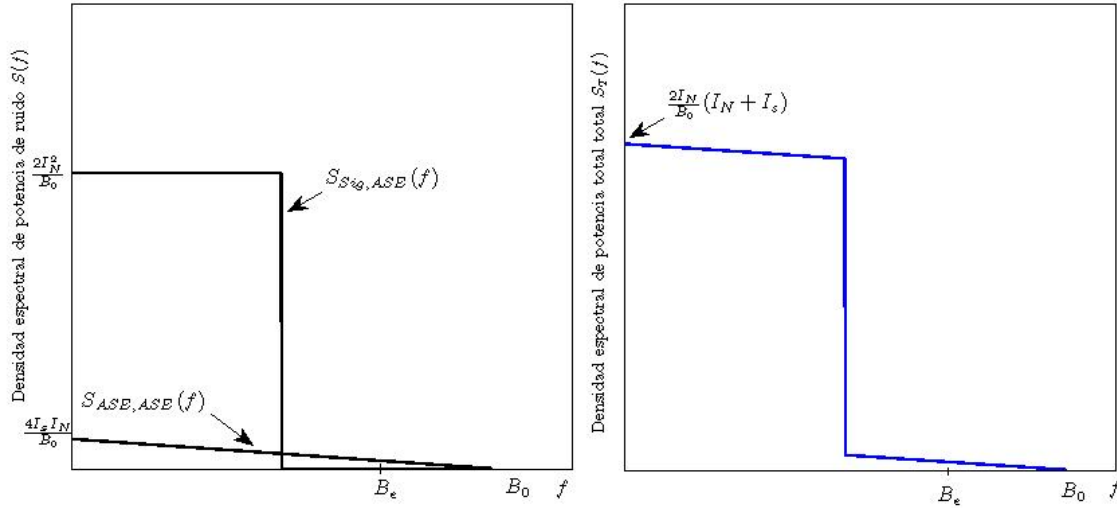


Figura 3.8 – Esta gráfica muestra las densidades espectrales del ruido señal-ASE y ASE-ASE que introducen en el receptor una cadena de amplificadores en cascada. Ver código apéndice de MATLAB.

3.3.2. Fórmula general

En el estudio anterior con preamplificador se han tenido en cuenta dos modos de polarización. Sin embargo se podría colocar un filtro de polarización antes del receptor que eliminase la componente ortogonal. La fórmula que se expone a continuación tiene en cuenta el caso general de una cadena de amplificadores y la inclusión de unos o dos modos de polarización.

$$P_{ruido}^{TOT} = 2q(I_s + MI_N)B_e + 4I_sI_N\frac{B_e}{B_o} + MI_N^2\frac{2B_e}{B_o^2}(B_o - \frac{B_e}{B_o}) + 4\frac{k_BT B_e}{R} \quad (3.22)$$

Lo que se ha hecho es considerar únicamente la potencia óptica que llega al receptor según 3.11, que incluye la señal de entrada. Por tanto, sustituimos GI_s por I_s , el cual incluye la potencia de la señal de acuerdo a 3.5. I_N sería la intensidad correspondiente a la potencia de ruido de la fórmula 3.4 que llega al receptor.

3.3.3. Impacto del ruido ASE en la SNR

En el caso de tener un receptor ideal, no existiría mejora de la sensibilidad del receptor o mejora de la SNR debido a la preamplificación óptica y, más específicamente, la SNR se degradaría en 3 dB, el cual representa la medida de la figura de ruido del amplificador $F_o \approx 2n_{sp}$.

Sin embargo, distintos experimentos han demostrado que para el caso de detectores no ideales (caracterizados por el ruido térmico), la preamplificación óptica puede mejorar la SNR del receptor, a pesar del hecho de que la SNR se degrada necesariamente 3 dB en el proceso [9].

En presencia de ruido ASE, la SNR_e calculada en el receptor queda.

$$SNR_e = \frac{\langle I \rangle^2}{\sigma^2} = \frac{R_d^2(GP_s + P_{ASE})}{\sigma_{sig-sp}^2 + \sigma_{sp-sp}^2 + \sigma_s^2 + \sigma_T^2} \quad (3.23)$$

En la práctica, el ruido térmico excede al ruido de disparo con una diferencia alta en un receptor sin preamplificador, y el ruido σ_{sig-sp} excede a todos lo demás. Es por ello por lo que con los valores adecuado de P_s y un valor alto de G la SNR eléctrica se puede mejorar hasta en 20 dB o más en comparación con su valor posible sin amplificación.

3.4. Calidad del enlace

3.4.1. BER

Aunque la función densidad de probabilidad en el receptor no permanece estrictamente Gaussiana cuando aparece ruido ASE, se sigue utilizando esta aproximación por presentar un análisis menos complicado.

Con una aproximación Gaussiana, el factor Q viene determinado por

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 - \sigma_0} \quad (3.24)$$

Donde I_1 y I_0 representan las corrientes medias y σ_1 y σ_0 las desviaciones típicas de un 1 y un 0.

La BER, bajo un esquema de decisión con umbral óptimo, se relaciona con el facto Q por:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad (3.25)$$

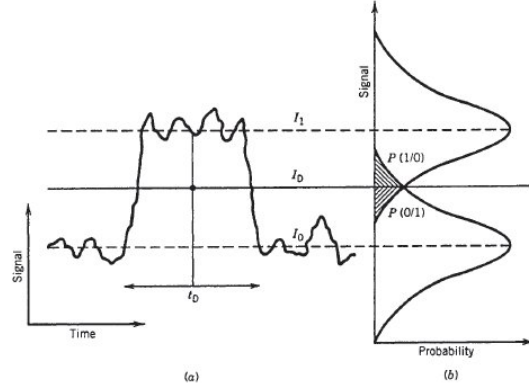


Figura 3.9 – Corriente con ruido fotogenerada en el receptor en un enlace óptico digital [2]

3.4.2. Potencia de entrada y sus efectos en el funcionamiento del enlace

Como se ha comentado anteriormente, el factor Q de un enlace viene limitado por el ruido ASE, la dispersión y los efectos no lineales. Bajo una tasa B constante, la Q en función de la potencia de entrada estará acotada por el ruido ASE para potencias de entrada pequeñas y por los efectos no lineales para potencias de entrada más grandes. Por consiguiente, un sistema óptico tendrá un valor óptimo de potencia de entrada que maximice la Q , que dependen de la configuración del enlace y de los parámetros de los distintos componentes.

3.5. Aproximación numérica

A pesar de que los niveles de energía se mantienen relativamente modestos para cada canal, los efectos no lineales pueden llegar a ser significativos debido a su acumulación a lo largo del link. Para sistemas de un solo canal, el efecto no lineal que limita de una manera más significativa el rendimiento del sistema es el SPM. Una estimación de la limitación de la potencia

$$\phi_{NL} = \int_0^L \gamma P(z) dz = \gamma P_{in} L_{eff} \quad (3.26)$$

donde $\gamma = 2\pi\bar{n}_2/(A_{eff}\lambda)$ es un parámetro lineal que varía entre 1 y 5 W^{-1}/km y $L_{eff} \approx 1/\alpha$ para longitudes de enlace grandes.

Si las pérdidas de la fibra se compensan periódicamente utilizando amplificadores ópticos, entonces 3.26 se multiplica por el número de amplificadores N_A . Para reducir el impacto de SPM en un sistema óptico, es necesario que $\phi_{NL} \ll 1$. Por lo tanto se debe de cumplir que

$$P_{in} < 0,1\alpha/(\gamma N_A) \quad (3.27)$$

Esta limitación en potencia que nos marca 3.27 para reducir los efectos del SPM arrojan como inconveniente el no poder mantener una determinada Q cuando el ruido ASE se acumula a lo largo de todos los amplificadores. Por lo tanto esto impone una limitación en el número de amplificadores ópticos que podemos introducir en el enlace.

Sin embargo, para analizar correctamente la deformación de la señal a lo largo del enlace, es necesario utilizar la ecuación NLS utilizando una técnica de análisis numérico, ya que ésta

tiene en cuenta todos los efectos no lineales, la dispersión y el ruido ASE de los amplificadores, así como su interacción mutua.

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} = i\gamma|A|^2 A + \frac{1}{2}[g_0(z) - \alpha]A + f_n(z, t) \quad (3.28)$$

La acumulación de los efectos no lineales a lo largo del enlace requieren la optimización de varios parámetros de diseño como el espaciado entre amplificadores, la potencia de entrada y las propiedades de dispersión de las fibras utilizadas para construir el link.

En este proyecto se hará uso de un software de diseño de redes de fibra óptica llamado VPIphotonics. Estos paquetes de software de diseño permiten encontrar los parámetros óptimos de funcionamiento del sistema de tal manera que se cumplan los objetivos de diseño al mínimo coste.

El montaje que se utilizará para las simulaciones de los escenarios consistirán en una secuencia pseudoaleatoria de bits que se utilizará para crear un flujo eléctrico binario NRZ (aunque también se analizará brevemente una modulación RZ). El flujo óptico de datos se obtiene resolviendo las ecuaciones de transmisión que gobierna la respuesta de modulación de un láser semiconductor en el caso de que sea modulación directa. En el caso de que se utilice un modulador externo para convertir la salida de éste en una salida de pulsos ópticos, se deberá utilizar otro conjunto de ecuaciones. El chirp de los pulsos ópticos se incluye en ambas simulaciones en los parámetros del transmisor. La deformación del flujo de datos se calcula resolviendo la ecuación NLS 3.28.

En una simulación, se calcula de manera separada la propagación de los pulsos en las secciones de fibra de la de los amplificadores, es decir, el ruido ASE con densidad espectral de ruido S_{ASE} se añade a la señal en cada amplificador, mientras que en las secciones de fibra la propagación de los pulsos (que incorporan ya el ruido ASE) se calcula a través de 3.28, sin tener en cuenta los dos últimos términos de la ecuación. Existen dos técnicas de añadir el ruido ASE a la señal durante las simulaciones numéricas: bien en el dominio del tiempo o en el de la frecuencia. En el primero, hay que asegurarse que sigue las estadísticas Gaussianas y tiene una densidad espectral de potencia que acorde con los parámetros que gobiernan el EDFA. En la frecuencia, para los amplificadores en cascada, La amplitud espectral de la señal que se propaga viene dada por

$$\tilde{A}_{out}(v) = \sqrt{G\tilde{A}_{in}(v)} + \tilde{a}(v) \quad (3.29)$$

donde la tilde representa la transformada de fourier. El término $\tilde{a}(v)$ representa el ruido ASE y es independiente de la frecuencia en todo el ancho de banda del amplificador o del filtro (en el caso de que se utilice después del amplificador).

Una vez la señal óptica llega al receptor, éste lo convierte al dominio eléctrico. Generalmente, el filtro del receptor tiene un ancho de banda δf cercano, pero más pequeño que la tasa binaria B (normalmente $\delta f/B = 0,6 - 0,8$). Posteriormente, se muestrean las señales eléctricas en el instante de decisión óptimo. Con el conjunto del flujo de datos se construye un diagrama de ojo a través del cual se cuantifica el factor Q y la BER

Capítulo 4

ESCENARIOS

4.1. Escenario 1: Dispersión y simulación de un enlace de fibra óptica

En un sistema de comunicación óptica, una manera de modular una señal binaria es utilizar la intensidad de la luz de la fuente óptica para representar los bits de datos digitales '1' y '0'. Nuestro sistema utilizará una modulación OOK (On-off Keying), la cual emite un pulso de luz para representar un '1' y no emite nada para un '0'. La tasa de datos o tasa binaria es la velocidad a la que los bits se transmiten. Es evidente que el ancho temporal de los pulsos de luz que usamos para representar los bits no debe exceder el intervalo del tiempo de bit.

Si nos fijamos en el espectro óptico de un pulso procedente de una fuente láser (figura 4.1), vemos que ésta no sólo emite luz a una longitud de onda, sino que emite un pequeño espectro continuo en torno la longitud de onda central λ_0 . Desafortunadamente, las diferentes componentes espectrales se propagan a través de la fibra a diferentes velocidades debido a la dependencia del índice de refracción con la longitud de onda. Por lo tanto, el pulso se extiende en el tiempo. A esto se le conoce como dispersión cromática. Después de la propagación en una cierta longitud de fibra, los pulsos se ensanchan y exceden el intervalo del tiempo de bit, lo que provoca lo que se denomina *interferencia entre símbolos* (ISI). Esto produce que se cometan errores en la detección. En la figura 4.2 se muestra una captura de la señal emitida por una fuente (sin ISI) y la recibida en el receptor, en la cual se observa la deformación de la señal original debido al solapamiento de los pulsos como consecuencia de la dispersión intramodal.

4.1.1. Dispersión cromática

El coeficiente de dispersión $D(\lambda)$ es un parámetro que describe la relación entre el ancho de banda espectral σ_ω del pulso y el ancho temporal del pulso σ_t al final de la fibra debido a la dispersión cromática. Su unidad es ps/(nm-km). Este parámetro nos indica el número de picosegundos que el pulso se ensancha por kilómetro de fibra por nanómetro de anchura espectral del pulso.

$$\sigma_t = |D(\lambda)|\sigma_\omega L \quad (4.1)$$

L es la longitud de la fibra. Una fórmula empírica usada para estimar $D(\lambda)$ es [12]:

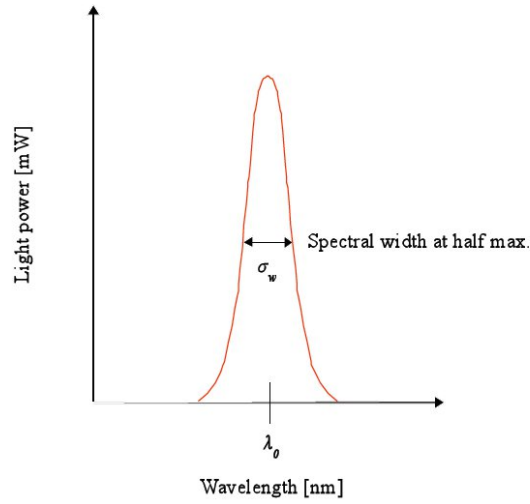


Figura 4.1 – Espectro óptico de un láser

$$D(\lambda) = \lambda \frac{S_0}{4} \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^4 \right] \quad (4.2)$$

λ_0 es la longitud de onda de referencia, es decir, en la que el coeficiente de dispersión es 0, el cual es de ~ 1312 nm para una fibra estándar monomodo. S_0 es la pendiente de dispersión, que nos dice cuánto cambia la dispersión con la longitud de onda. Estos parámetros están disponibles en la hoja de especificaciones de la fibra. En longitudes de onda de comunicación en torno a 1550 nm, el coeficiente de dispersión es positivo, lo que significa que longitudes de onda más cortas viajan más rápido que las más largas. Sin embargo, es posible producir fibras con valores de coeficientes personalizados mediante la alteración de la composición del material y el diseño de guías de onda.

Vamos a considerar un enlace de fibra óptica básica con una fuente láser DFB a 1550 nm. Se simulará cómo afecta la dispersión a la BER en función de la potencia recibida en el receptor. La figura D.1 muestra un esquema del montaje utilizado. Para la simulación se ha utilizado un sweep que aumenta la atenuación del enlace en cada iteración.

Un generador PRBS (*Pseudo-Random Bit Sequence*) es una herramienta común para la caracterización del rendimiento de una red. Éste genera secuencia de $2^N - 1$ bits de datos con un patrón aleatorio de 1s y 0s. Esta secuencia se transmite repetidamente a través del sistema y un testeador de BER situado en el receptor cuenta el número de bits detectados erróneamente. La relación de error de bit es la probabilidad de detectar un 1 cuando se transmite un 0, y viceversa. En nuestro esquema realizado con el software VPItransmissionMaker, utilizamos un módulo que calcula el BER a través de un método de estimación estocástico con aproximación estadística gaussiana. El software calculará la BER a partir del diagrama de ojo generado.

En nuestra simulación (ver figura D.1), se ha utilizado un PRBS que está integrado en el módulo del emisor. A continuación, se modula un láser DFB con nuestras señales de datos, generando una modulación OOK, en la que un pulso significa un 1 lógico y la ausencia de éste un 0. El cálculo de la BER se hace en el extremo del receptor y se sincroniza con el generador de PRBS.

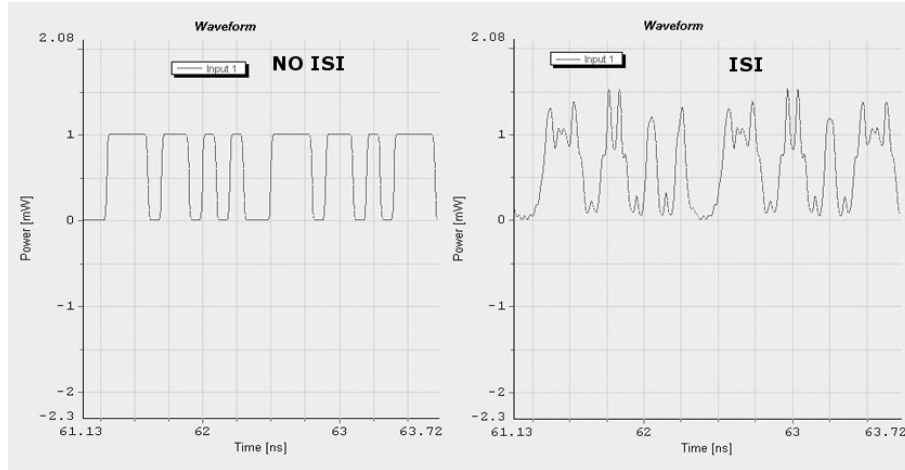


Figura 4.2 – Izquierda: sin interferencia entre símbolos. Derecha: interferencia entre símbolos debido a la dispersión cromática de la fibra

4.1.2. El enlace de fibra óptica

Un receptor necesita un mínimo de potencia óptica de entrada a fin de mantener la BER por debajo valor máximo. Mediante el acoplamiento de la luz del láser directamente en el receptor (a excepción de un atenuador variable entre el láser y el receptor), se puede medir la BER en función de la potencia. A esta media se la llama *back-to-back*, y es la referencia con la que se comparan todas las demás mediciones. La inserción de fibras, amplificadores y otros componentes en el link de transmisión producirá alteraciones como ruido y dispersión, y por tanto la necesidad de aumentar la potencia de transmisión con el fin de mantener la misma BER. Al incremento de potencia necesario para mantener la misma BER de referencia (normalmente 10^{-9}) se le denomina penalización de potencia (*power penalty*). Y a la potencia necesaria para conseguir en el receptor una $BER = 10^{-9}$ se le llama sensibilidad (también se puede tomar como BER objetivo 10^{-12}). La figura 4.3 muestra una medida back-to-back (sin incluir la fibra) y otra con la fibra (que presenta dispersión), junto con sus respectivas sensibilidades y la penalización de potencia que introduce la dispersión cromática. Por simplicidad y para que se aprecien mejor los efectos de la dispersión intramodal en el cálculo de la BER, se ha incluido un módulo que representa solamente la dispersión de la fibra en función de la anchura espectral de la fuente, el cual integra la longitud del enlace L ($D_f = DL(ps/nm)$).

La figura C.3 muestra una secuencia de diagramas de ojo de enlaces con distintas dispersiones intramodales. La apertura del ojo es una medida de la degradación del enlace. Un ojo abierto con líneas definidas significa que el enlace tiene un buen rendimiento, mientras que la interferencia entre símbolos y el ruido producen ensanchamiento y cierre de éste.

Por último, la figura 4.4 muestra el cálculo de la BER en función de la potencia recibida en el receptor para distintas dispersiones de un enlace. Como se puede apreciar, la penalización en potencia respecto a nuestra medida back-to-back va aumentando a medida que aumenta la dispersión del enlace.

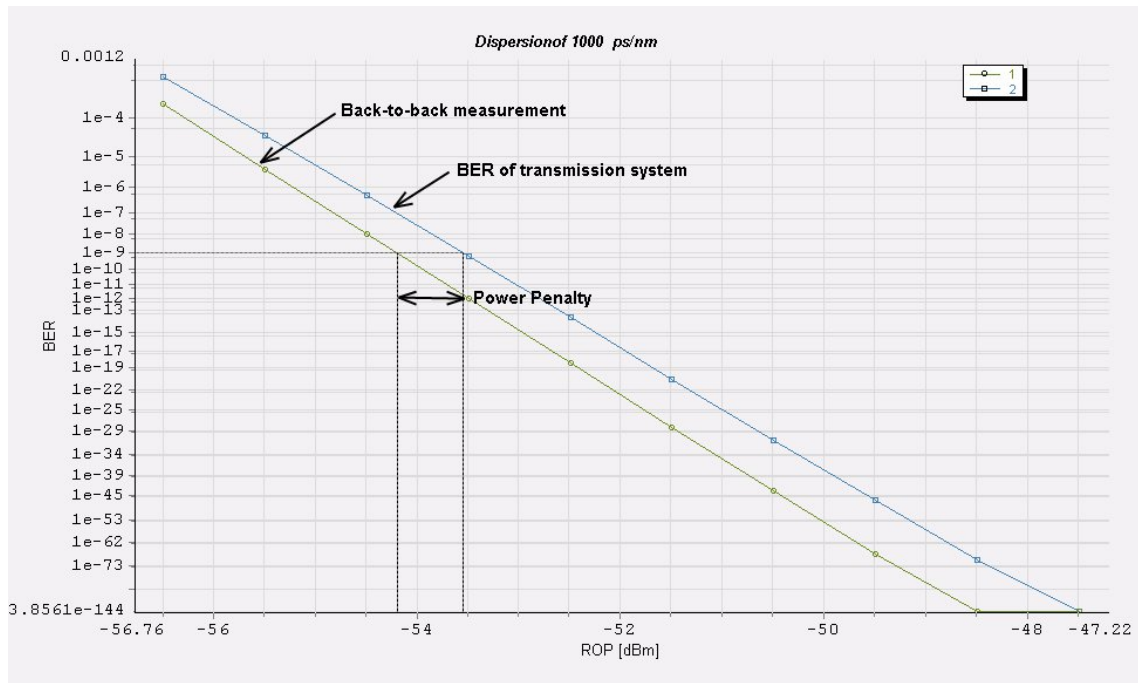


Figura 4.3 – Curva BER usada para caracterizar un link óptico. La línea más a la izquierda es una medida back-to-back mientras que la que está más a la derecha muestra la BER del sistema a caracterizar. La penalización de potencia en este caso es debida a la dispersión intramodal D . La simulación se ha realizado con la herramienta VPIphotonics®

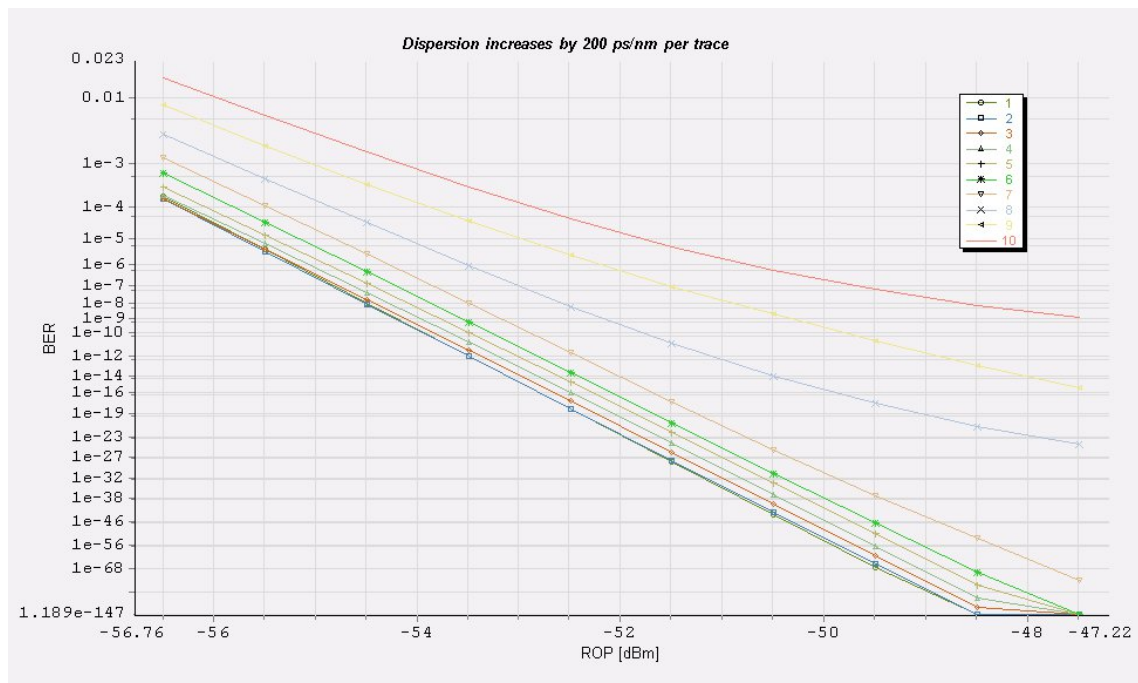


Figura 4.4 – Curva BER vs ROP (potencia óptica recibida). Se representa secuencialmente el grado de distorsión que producen distintas dispersiones. De izquierda a derecha: incrementos de 0.2 ps/nm (desde 0 hasta alcanzar un máximo de 1 ps/nm)

4.2. Escenario 2: Enlace óptico sin inserción de amplificadores EDFA

Este escenario parte del estudio de un enlace monocanal como el de la figura D.2, cuyo diseño está optimizado para tener una BER de 10^{-9} . Posteriormente se estudia el aumento de la capacidad para utilizarlo como enlace multicanal y para disminuir la BER a 10^{-12} . Éste podría ser un enlace típico que conecta dos ciudades (como Madrid y Segovia). Los valores de los parámetros de cada componente simulado con el software *VPIphotonics*[®] utilizado en el montaje se muestran a continuación y obedecen a los estándares de la ITU.

- **Emisor:** El módulo emisor utilizado en las simulaciones es lo que en se denomina en el software *VPIphotonics*[®] una galaxia, es decir, es un módulo compuesto por un conjunto de otros módulos. En la figura E.1 se puede ver una representación del esquema de este módulo. A continuación se detallan los parámetros con los que se ha configurado cada uno de estos.

- **LaserCW:** modela un láser DFB produciendo una señal óptica de onda continua (CW).

<i>Frecuencia de emisión del láser</i>	193.1 THz
<i>Potencia de salida</i>	1 mW
<i>Ancho de línea</i>	0nm

- **PRBS:** genera muchos tipos de secuencias pseudo-aleatorias de datos.

<i>Tasa binaria</i>	2.5 Gbps y 10 Gbps
<i>Probabilidad de emisión de 1s y 0s</i>	0.5 y 0.5

- **RiseTimeAdjust:** es un filtro gaussiano que se transforma pulsos rectangulares de entradas eléctricas en pulsos con una transición más suave, con un tiempo de subida y de bajada que define el usuario. El tiempo de subida corresponde a la transición del 10 % al 90 % de la señal eléctrica. En nuestro módulo está definida por el parámetro *RiseTime*. El valor utilizado en las simulaciones es del 25 % del tiempo de bit.
- **ModulatorMZ:** simula un modulador Mach-Zehnder, y puede tener un chirp de frecuencia resultante de la asimetría del modulador. Al modulador se le aplica un drive de 1s y 0s (para codificaciones NRZ) y se puede modificar el ratio de extinción.

<i>Ratio de extinción</i>	30 dB
<i>Definición de Chirp</i>	Factor de simetría
<i>Factor de simetría</i>	-1
<i>Signo del Chirp</i>	Positivo

- Fibra Monomodo G.652

Longitud de onda con dispersión cero	$1302 \text{ nm} < \lambda_0 < 1322 \text{ nm}$
Dispersión (1285-1330 nm)	$\leq 3,5 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$
Dispersión (1550 nm)	$\leq 18,0 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$
Pendiente de dispersión cero	$\leq 0,092 \text{ ps}/(\text{nm}^2 \cdot \text{km})$
Atenuación α frente a longitud de onda	
- 1285 nm a 1330 nm	$= \alpha_{1310} \pm 0,05 \text{ dB/km}$
- 1525 nm a 1557 nm	$= \alpha_{1550} \pm 0,05 \text{ dB/km}$
Coefficiente PMD	
- Max. Valor en fibra no cableada	$\leq 0,2 \text{ ps/km}^{1/2}$
- Valor de diseño en el enlace	$\leq 0,8 \text{ ps/km}^{1/2}$
Índice no lineal	$2,6 \cdot 10^{-20}$

- **Receptor:** en el receptor se utiliza también un módulo que es una galaxia. En la figura E.2 se muestran estos módulos. A continuación se especifican los parámetros con los que se ha configurado cada uno.

Detector	
<i>Tipo de detector</i>	PIN
<i>Responsividad</i>	0,8
<i>Dark Current</i>	No
<i>Ruido de Disparo</i>	Sí
<i>Ruido térmico</i>	$16,84 \cdot 10^{-12} \text{ A/Hz}^{(1/2)}$

Filtro de postdetección	Bessel
<i>Ancho de Banda</i>	$0,75 \cdot \text{Tasa Binaria}$
<i>Orden del Filtro</i>	4

Estimador BER	
<i>Tratamiento del ruido óptico</i>	Estocástico
<i>BER requerida</i>	10^{-9}
<i>Método de estimación estocástico</i>	Gauss
<i>Tipo de muestreo</i>	óptimo

Este proyecto seguirá el esquema marcado por el árbol de la figura 4.5, el cual nos permitirá ir acercándonos a la solución de una manera secuencial a fin de sacar una conclusión final. Se analizará primero un enlace monocanal sin EDFAs para transmisiones binarias de 2.5 y de 10 Gbps con dos configuraciones distintas: una con una fibra DSF y otra con una fibra estándar con una dispersión $\leq 18 \text{ ps}/\text{nm} \cdot \text{km}$ que será compensada por una fibra DCF cuyos valores se especifican en la tabla 4.1.

Las simulaciones tendrán en cuenta todos los efectos no lineales que puedan darse en el enlace. Para el caso de un enlace monocanal, el fenómeno no lineal predominante es el SPM (Self-Phase Modulation). Para reducir el impacto del SPM en un sistema óptico, es necesario que se cumpla la siguiente condición [2]:

$$P_{in} \leq 0,1\alpha/(\gamma N_A) \quad (4.3)$$

Cuadro 4.1 – Valores de los parámetros de la fibra DCF utilizada

Atenuación	$0,5 \text{ dB/km}$
Dispersión a 1550 nm	$-90 \cdot 10^{-6} \text{ ps}/(\text{nm}^2 \cdot \text{km})$
Pendiente de dispersión cero	$-0,08 \cdot 10^3 \cdot (90/16) \text{ ps}/(\text{nm}^2 \cdot \text{km})$

A continuación estudiaremos cómo afecta en la BER el espaciado entre canales en la banda C. Se utilizarán diferentes valores de espaciado de acuerdo a sacar una conclusión final.

El objetivo final de este proyecto es el posicionamiento óptimo del EDFA en el enlace, por lo que la condición de la ecuación 4.3 tiene los siguientes valores de los parámetros: $N_A = 1$ (número de amplificadores ópticos), $\alpha = 0,2 \text{ dB/km}$ (pérdidas en la longitud de onda de 1550 nm) y $\gamma = 2(W^{-1}/\text{km})$ (parámetro no lineal con un valor entre 1 y 5). Para potencias de entrada inferiores a 10 mW, la contribución del SPM en el enlace monocanal será despreciable. Para señales WDM sin embargo, habrá distorsiones debidas al XPM (Cross-Phase Modulation) y Four-Wave Mixing.

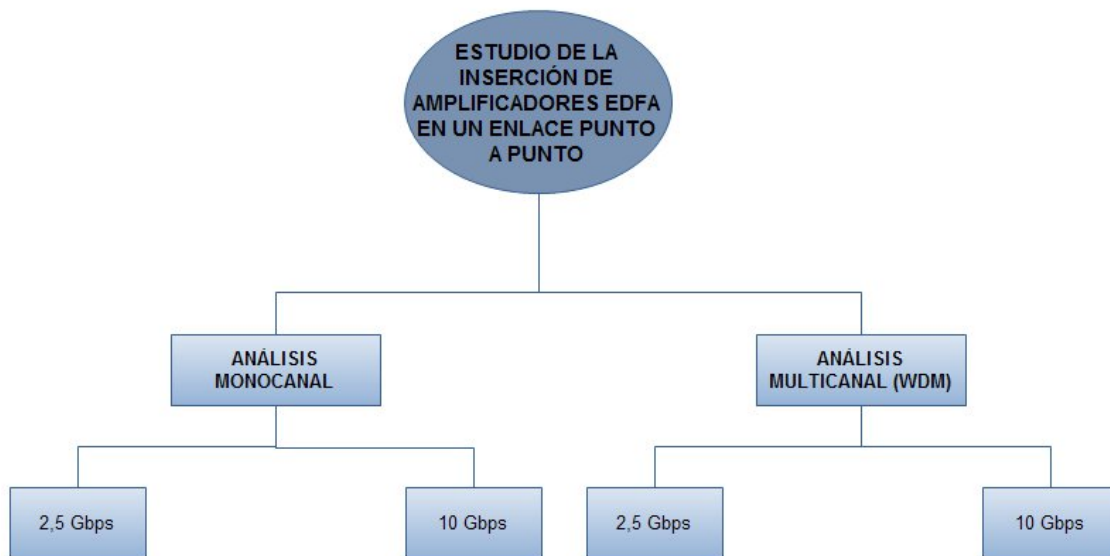


Figura 4.5 – Árbol del esquema de análisis seguido en este proyecto

4.2.1. Simulaciones

Este proyecto se realizará bajo el cumplimiento de requerimientos técnicos de un enlace estándar y un enfoque práctico de aplicabilidad. Para ello, se estudiarán las características del enlace de fibra óptica tipo de acuerdo a diferentes variables y parámetros, si bien luego supeditaremos la elección de los valores óptimos de las variables de acuerdo al cumplimiento de las normas establecidas por la ITU.

La ITU establece como norma en la implantación de un enlace WDM en la banda C un número de canales no mayor de 40 u 80 con un espaciado de 100 GHz o 50 GHz, respectivamente. Para los escenarios 3 y 4 se utilizarán como parámetros predefinidos canales de 2.5 Gbps y 10 Gbps con un espaciado entre estos de 100 GHz (por lo que se podrán utilizar hasta cuarenta canales).

En la tabla 4.2 se muestran los valores predefinidos de los parámetros más importantes que influirán de manera directa en el funcionamiento del enlace.

Cuadro 4.2 – Parámetros de simulación

P_e (Potencia de emisión)	0 dBm
T_s (Tiempo de subida)	$0.25 \cdot T_b$
B_e (Ancho de banda eléctrico del receptor para cada canal)	$0,75 \cdot T_{asabinaria}$
B_o (ancho de banda óptico del filtro del receptor para cada canal)	$4 \cdot T_{asabinaria}$
Ruido térmico	$16,84 \cdot 10^{-12} A/Hz^{(1/2)}$

Medida 1 (Enlace monocanal)

Objetivo: estudiar para una potencia de emisión fija de 0 dBm, las longitudes máximas alcanzables, así como sus respectivas sensibilidades, para alcanzar las BER objetivo de 10^{-9} y 10^{-12} para dos tipos diferentes de fibra (DSF y fibra estándar con compensador de dispersión) para las modulaciones NRZ y RZ.

De acuerdo a los dispositivos utilizados en el enlace y los parámetros de estos, se analiza la longitud máxima del enlace para alcanzar una BER objetivo de 10^{-9} y 10^{-12} para una potencia de emisión de 1 mW. Se estudian dos casos. Primero realizaremos una caracterización con una fibra DSF ($-2 ps/nm \cdot km$). A continuación se hará el mismo estudio, pero ya con una fibra real que está compensada por un módulo compensador de dispersión, el cual contiene un amplificador EDFA que compensa las pérdidas que se producen en la DCF (Dispersion Compensating Fiber) que suelen ser de $0,5 dB/km$. Estudiaremos las longitudes máximas de transmisión que se pueden obtener con ambas configuraciones de compensación para las velocidades binarias de 2.5 y 10 Gbps. En concreto, se utilizarán las modulaciones NRZ y RZ.

Según el esquema de montaje utilizado de la figura D.2, que es la que contiene la fibra con muy poca dispersión (fibra DSF), realizamos una simulación que nos permita fijar una longitud máxima del enlace de acuerdo a los requisitos de tasa de error. La tabla 4.3, muestra las longitudes necesarias para alcanzar las sensibilidades objetivo y por lo tanto sus BER. A continuación se hace el mismo estudio pero para una fibra monomodo estándar G.652 y un módulo compensador de dispersión (ver tabla 4.4) y se comparan los resultados obtenidos con las dos configuraciones. Los datos nos arrojan una diferencia de 0.8 km para una velocidad de 2.5 Gbps entre la primera configuración con fibra DSF y la segunda con un módulo de compensación, para ambas modulaciones. Análogamente, pasa lo mismo a 10 Gbps pero esta vez con una diferencia de 1.2-1.3 km entre las dos configuraciones para el caso de una modulación NRZ y de 0.8-1 km para la RZ. Por lo tanto, para la misma potencia pico de emisión, la modulación RZ es menos sensible respecto al alcance a medida que se aumenta la velocidad binaria entre ambas configuraciones. Sin embargo, ambas modulaciones en cada configuración tienen aproximadamente la misma variación en longitud cuando se pasa de una velocidad binaria a otra manteniendo una misma BER. La explicación de que la configuración con compensador de dispersión tenga una penalización de potencia mayor se encuentra en el ruido ASE que introduce el amplificador EDFA que compensa las pérdidas de la fibra DCF. Si bien en este escenario se ha simulado con efectos no lineales, se mostrará más adelante la penalización de estos en una tabla, que adelantamos que para la potencia de transmisión utilizada y siendo un enlace monocanal en esta primera medida, será despreciable.

Cuadro 4.3 – En esta tabla se muestran las longitudes máximas de enlace posibles para una señal NRZ y RZ para alcanzar las sensibilidades necesarias respectivas que nos permitan obtener unas BER de 10^{-9} y 10^{-12} para una fibra DSF con dispersión de $-2 \cdot 10^{-6} \text{s/m}^2$ (Figura D.2)

NRZ			
Longitud (km)	Tasa binaria (Gbps)	BER	S (dBm)
97,6	2,5	10^{-9}	-22.5
94	2,5	10^{-12}	-21.8
82,5	10	10^{-9}	-19.5
79	10	10^{-12}	-18.8
RZ			
Longitud (km)	Tasa binaria (Gbps)	BER	S (dBm)
92,86	2,5	10^{-9}	-24.6
89,26	2,5	10^{-12}	-23.88
77,32	10	10^{-9}	-21.51
73,96	10	10^{-12}	-20.84

Cuadro 4.4 – En esta tabla se muestran las longitudes máximas de enlace posibles para una señal NRZ y RZ para alcanzar las sensibilidades necesarias respectivas que nos permitan obtener unas BER de 10^{-9} y 10^{-12} para una fibra monomodo estándar G.652 seguida de un módulo compensador de dispersión formado por una fibra DCF y un EDFA (figura D.4)

NRZ			
Longitud (km)	Tasa binaria (Gbps)	BER	S (dBm)
96,8	2,5	10^{-9}	-22.5
93,2	2,5	10^{-12}	-21.7
81,3	10	10^{-9}	-19.4
77,7	10	10^{-12}	-18.4
RZ			
Longitud (km)	Tasa binaria (Gbps)	BER	S (dBm)
92,06	2,5	10^{-9}	-24.42
88,53	2,5	10^{-12}	-23.72
76,54	10	10^{-9}	-21.34
72,97	10	10^{-12}	-20.63

Cuadro 4.5 – Comparación de las sensibilidades con y sin efectos no lineales para un enlace punto con fibra DSF para una potencia de emisión de 1 mW para las modulaciones NRZ y RZ

Tasa Binaria	BER	Sensibilidad	
		<i>Sin efectos no lineales</i>	<i>Con efectos no lineales</i>
2.5 Gbps	10^{-9}	$-22,5349 \text{ dBm}$	$-22,5347 \text{ dBm}$
	10^{-12}	$-21,8369 \text{ dBm}$	$-21,8367 \text{ dBm}$
10 Gbps	10^{-9}	$-19,5225 \text{ dBm}$	$-19,5196 \text{ dBm}$
	10^{-12}	$-18,8032 \text{ dBm}$	$-18,8179 \text{ dBm}$
RZ			
Tasa Binaria	BER	Sensibilidad	
		<i>Sin efectos no lineales</i>	<i>Con efectos no lineales</i>
2.5 Gbps	10^{-9}	$-24,6020 \text{ dBm}$	$-24,6002 \text{ dBm}$
	10^{-12}	$-23,8838 \text{ dBm}$	$-23,8822 \text{ dBm}$
10 Gbps	10^{-9}	$-21,5262 \text{ dBm}$	$-21,5069 \text{ dBm}$
	10^{-12}	$-20,8472 \text{ dBm}$	$-20,8318 \text{ dBm}$

En la tabla 4.5 se recogen las sensibilidades obtenidas con y sin efectos no lineales para un enlace con la configuración de fibra DSF del montaje D.3 para las modulaciones NRZ y RZ. De esta tabla podemos extraer algunas conclusiones:

- Para una tasa binaria de 2.5 Gbps y la potencia de emisión indicada, los efectos no lineales afectan a la sensibilidad para una modulación NRZ en un factor del orden de 10^{-4} , mientras que para la misma tasa, si utilizamos una modulación RZ, esta penalización se ve aumentada en un factor del orden de 10^{-3} . Por lo tanto, la señal RZ está más penalizada respecto a los efectos no lineales.
- Para una tasa binaria de 10 Gbps, la penalización de los efectos no lineales serán mayor para el caso de una modulación RZ
- Para un enlace monocanal, la modulación RZ tiene mejor sensibilidad que la NRZ.

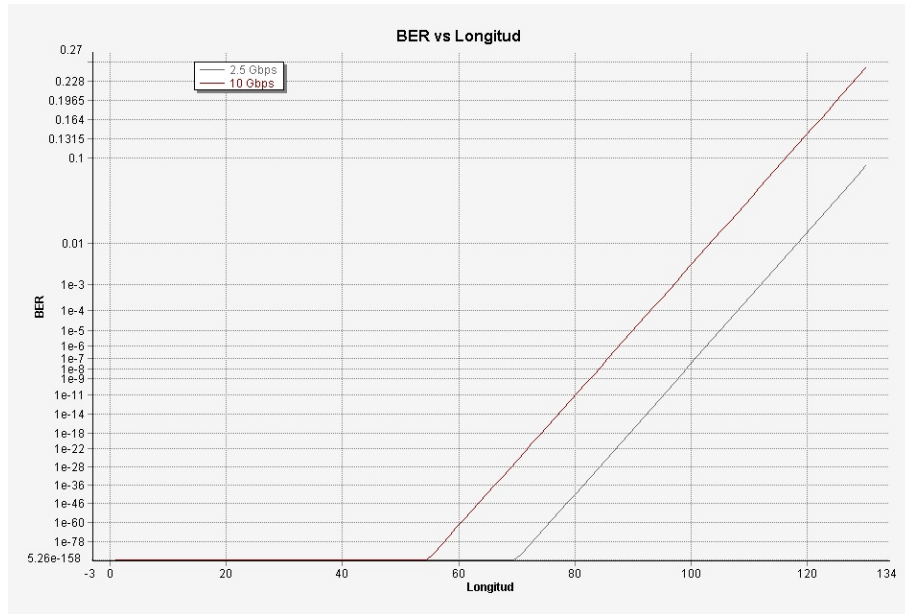


Figura 4.6 – BER vs Longitud de fibra para una modulación NRZ con velocidades de 2.5 y 10 Gbps

La figura 4.6, muestra cómo afecta la distancia de nuestro enlace respecto a la BER para dos velocidades binarias diferentes con una modulación NRZ. La figura 4.7 recoge esta penalización en potencia de aproximadamente 3 dB.

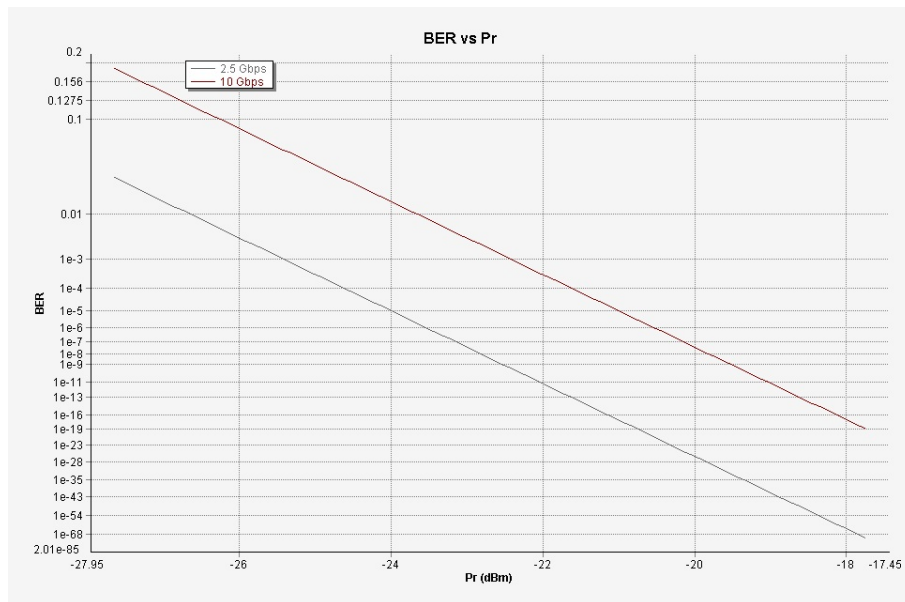


Figura 4.7 – BER vs Potencia recibida para una modulación NRZ con velocidades de 2.5 y 10 Gbps para la configuración de fibra DSF

Se ha observado, que dada una longitud fija de un enlace con fibra DSF funcionando a 2.5 Gbps con una probabilidad de error de 10^{-9} , el incremento de potencia necesario para man-

tener pasar a una velocidad de 10 Gbps manteniendo la misma BER es de aproximadamente 3 dB. Análogamente se llega a la misma conclusión pero para el caso de un enlace funcionando a 10^{-12} . En el caso de que en una enlace fijo con una BER de 10^{-9} se quiere reducir la tasa de error a 10^{-12} , las simulaciones marcan que es necesario aumentar la potencia del emisor en aproximadamente 0,7 dB (1,17 mW). Análogamente pasa lo mismo para un enlace funcionando a 10 Gbps. Se extraen las mismas conclusiones para el caso de la configuración con fibra estándar y compensador de dispersión.

En la gráfica 4.8 se muestra la BER en función de la potencia recibida para ambas modulaciones y velocidades binarias de 2.5 y 10 Gbps.

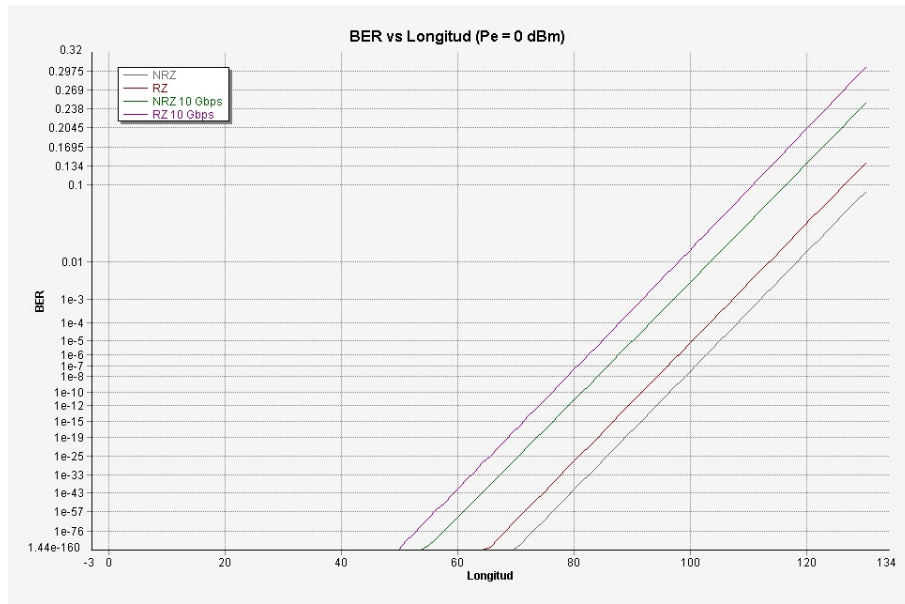


Figura 4.8 – BER vs longitud para modulaciones NRZ y RZ a 2.5 y 10 Gbps

Medida 2 (Enlace multicanal)

Objetivo: estudio de la implementación de WDM en el enlace de 96,8 *km* de la medida 1, el cual está optimizado para alcanzar una BER de 10^{-9} con un enlace monocal a 2.5 Gbps, y que contiene un módulo compensador de dispersión. El objetivo es calcular de manera aproximada la penalización de potencia que produce el espaciado entre varios canales para una señal WDM de 5 canales. A partir de aquí se extrapolarán conclusiones para un número de canales mayor.

El esquema de medida es el siguiente: se considera como punto de partida nuestro enlace de 96,8 *km* funcionando a 2.5 Gbps con una modulación NRZ. Partiendo de este enlace, queremos estudiar las características de éste para transmitir más canales utilizando la misma modulación NRZ, o una RZ. Sin embargo, este enlace estará penalizado por el crosstalk entre canales y por los efectos no lineales, que serán mayores a medida que insertemos más canales. Por este motivo, se ha optado por hacer un estudio de la BER vs potencia de recepción para cinco canales, midiendo sobre el canal central. A su vez, la calidad de nuestro enlace dependerá en gran medida de los filtros ópticos, por eso se ha fijado un ancho de banda, pero se han estudiado dos bandas de transición diferentes. Nos centraremos principalmente en una banda de atenuación de 50 *GHz*, y veremos la penalización respecto al espaciado entre canales. Las medidas 2.1 y 2.2 se han estudiado con la banda de atenuación de 50 *GHz*. En la última medida (medida 2.3), se hará un corto estudio para otra banda de atenuación más grande (100 *GHz*) para ver en qué medida afecta esto al espaciado entre canales. Más que el valor exacto de los datos en esta medida, y el valor de la potencia de emisión (que siempre podremos cambiar), el objetivo de esta simulación es ver la penalización de la sensibilidad al variar el espaciado entre canales, el cual nos permite extraer conclusiones en base a la elección de este espaciado para la implantación de DWDM.

A continuación, en las tablas 4.6 y 4.7 ponemos un ejemplo de la penalización que introducen los efectos no lineales en el enlace de 2.5 Gbps para dos bandas de atenuación del filtro óptico diferentes, más penalizantes cuanto menor es el espaciado entre canales como se puede ver. En las figuras 4.9 y 4.10 se puede ver un ejemplo de esta penalización que introducen los efectos no lineales, en las que se ha utilizado un filtro óptico con una banda de atenuación de 50 *GHz*. Con estas gráficas y estas tablas se pretende mostrar al lector la importancia que tienen los efectos no lineales, que afectan a la sensibilidad del receptor ya que, de ahora en adelante, se presentarán las sensibilidades calculadas con la inclusión de los efectos no lineales.

Cuadro 4.6 – En esta tabla se muestra la sensibilidad requerida en el receptor para alcanzar las **BERs** de 10^{-9} y con un filtro con una **banda de atenuación de 50 GHz** en un enlace de 2.5 Gbps. Las medidas están hechas en el canal número 3 de un enlace WDM de 5 canales. Obsérvese cómo en este caso las penalizaciones por efectos no lineales disminuyen conforme aumenta el espaciado entre canales

NRZ				
BER	Espaciado entre canales	Velocidad binaria	Sensibilidad	
			<i>Sin efec. no lin.</i>	<i>Con efec. no lin.</i>
10^{-9}	10 GHz	2.5 Gbps	-21.87 dBm	-21.4 dBm
	15 GHz	2.5 Gbps	-22.41 dBm	-22.3 dBm
	100 GHz	2.5 Gbps	-22.42 dBm	-22.35 dBm
RZ				
BER	Espaciado entre canales	Velocidad binaria	Sensibilidad	
			<i>Sin efec. no lin.</i>	<i>Con efec. no lin.</i>
10^{-9}	10 GHz	2.5 Gbps	-23.60 dBm	-23.18 dBm
	15 GHz	2.5 Gbps	-24.44 dBm	-24.34 dBm
	100 GHz	2.5 Gbps	-24.44 dBm	-24.41 dBm

Cuadro 4.7 – En esta tabla se muestra la sensibilidad requerida en el receptor para alcanzar las **BERs** de 10^{-9} y con un filtro con una **banda de atenuación de 100 GHz** en un enlace de 2.5 Gbps. Las medidas están hechas en el canal número 3 de un enlace WDM de 5 canales. Obsérvese cómo en este caso las penalizaciones por efectos no lineales disminuyen conforme aumenta el espaciado entre canales

NRZ				
BER	Espaciado entre canales	Velocidad binaria	Sensibilidad	
			<i>Sin efec. lin.</i>	<i>Con efec. no lin.</i>
10^{-9}	10 GHz	2.5 Gbps	No cumple BER	-
	15 GHz	2.5 Gbps	-21.61 dBm	-21.35 dBm
	20 GHz	2.5 Gbps	-22.32 dBm	-22.23 dBm
	100 GHz	2.5 Gbps	-22.41 dBm	-22.35 dBm
RZ				
BER	Espaciado entre canales	Velocidad binaria	Sensibilidad	
			<i>Sin efec. lin.</i>	<i>Con efec. no lin.</i>
10^{-9}	10 GHz	2.5 Gbps	No cumple BER	-
	15 GHz	2.5 Gbps	-23.50 dBm	-23.12 dBm
	20 GHz	2.5 Gbps	-24.44 dBm	-24.26 dBm
	100 GHz	2.5 Gbps	-24.44 dBm	-24.40 dBm

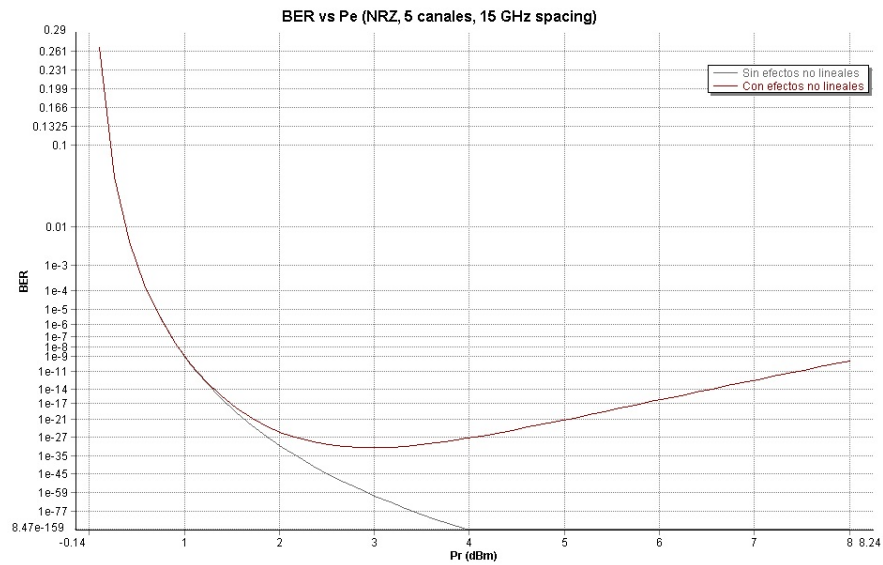


Figura 4.9 – Ejemplo de la penalización de los efectos no lineales en la **BER** respecto a la **potencia de emisión** para una señal **NRZ** a **2.5 Gbps/canal** para un espaciado de **15 GHz**. Observar cómo los efectos no lineales marcan el valor máximo de emisión

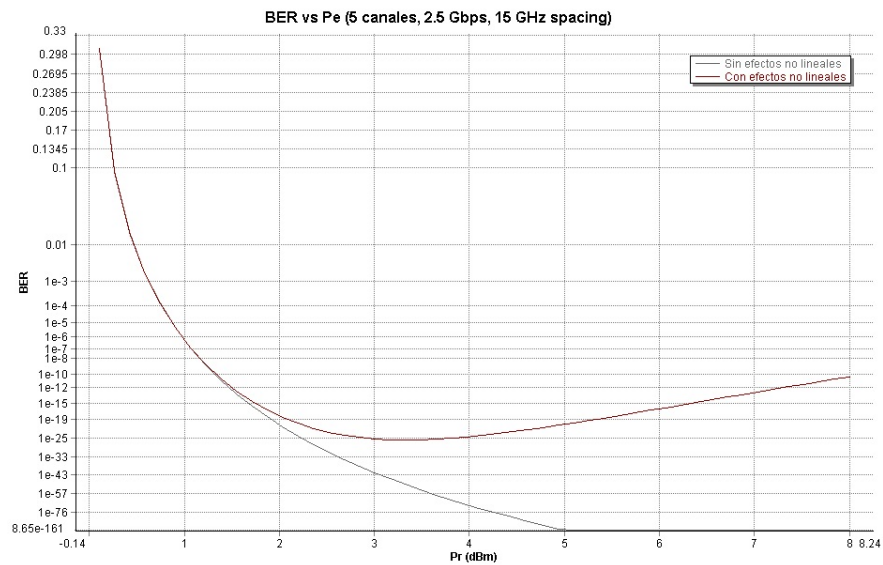


Figura 4.10 – Ejemplo de la penalización de los efectos no lineales en la **BER** respecto a la **potencia de emisión** para una señal **RZ** a **2.5 Gbps/canal** para un espaciado de **15 GHz**. Observar cómo los efectos no lineales marcan el valor máximo de emisión

Medida 2.1 (BER vs Potencia de emisión): A la hora de insertar más canales, nuestro enlace monocanal de la medida uno sufrirá, como se ha comentado anteriormente, una mayor penalización debido al crosstalk y a los efectos no lineales. Por lo tanto, este estudio trata de encontrar una potencia de emisión óptima para que los efectos no lineales sean los mínimos posibles.

En la gráfica 4.11, se ve cómo afecta esta potencia de transmisión a la BER según diferentes espaciados entre canales para una modulación NRZ con canales a 2,5 Gbps. En el rango de las BER que queremos obtener, a partir de un espaciado de 15 GHz y superior, nuestra gráfica presenta un comportamiento lineal respecto a la potencia de emisión de 0 dBm que se utilizará en el escenario 3 y esto nos indica que para esas potencias que nos dan las BER óptimas, los efectos lineales no son significativos. Sin embargo no pasa así para el espaciado de 10 GHz, que vemos que si bien para 10^{-9} este comportamiento no lineal no es muy significativo, a medida que vamos subiendo esta potencia de emisión, la línea se aleja de las otras, por lo que los efectos no lineales empiezan ya a penalizar. Sin embargo somos capaces de alcanzar la BER de 10^{-12} para una potencia de aproximadamente 1,5 mW. La gráfica 4.12 muestra cómo afecta la elección de nuestra potencia de emisión para varios espaciados pero esta vez para una modulación RZ con canales a 2,5 Gbps. Como se ve, para un espaciado de 10 GHz, sólo se alcanzará la BER de 10^{-9} cuando se aumenta la potencia de emisión, sin embargo, no la de 10^{-12} , aunque se queda muy cerca. El resto de los espaciados presentan un comportamiento lineal en rango de BER que queremos conseguir.

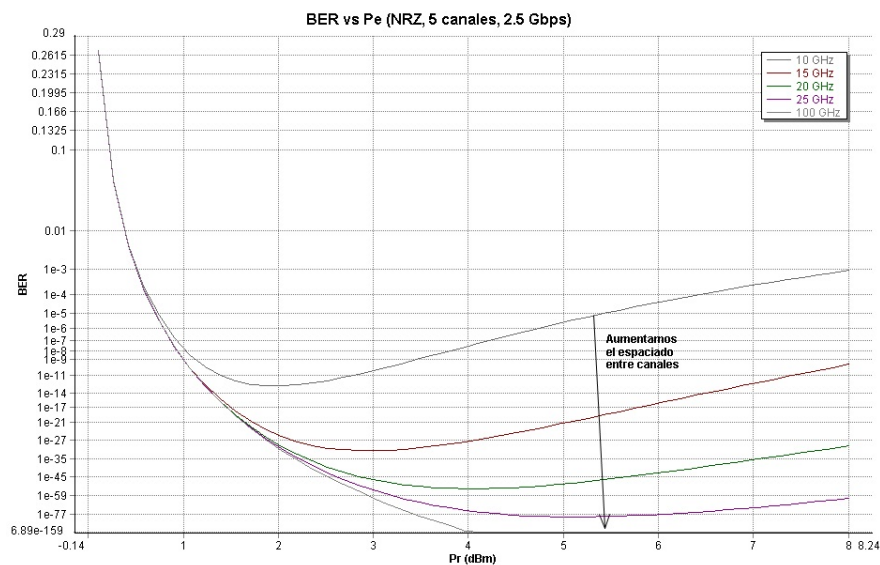


Figura 4.11 – BER respecto vs potencia de emisión para una señal NRZ a 2.5 Gbps/canal para varios espaciados entre canales

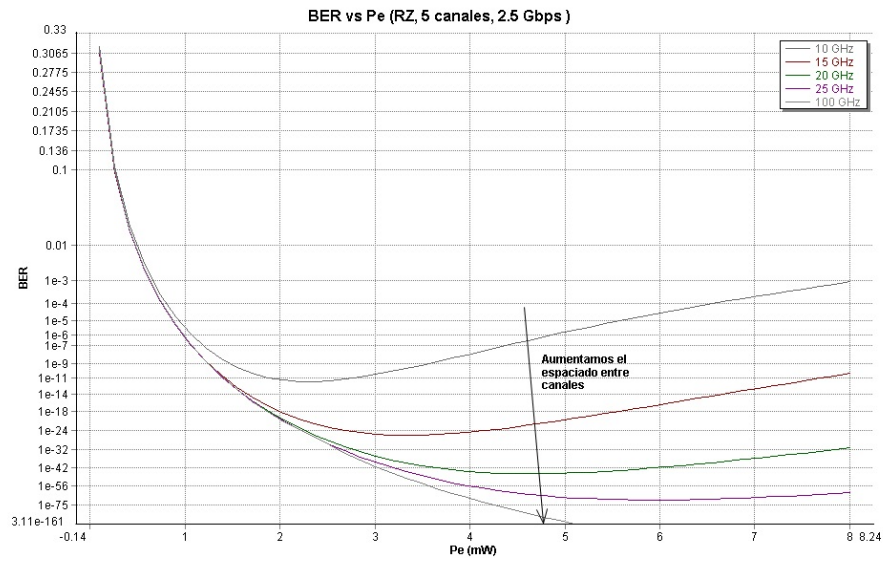


Figura 4.12 – BER respecto vs potencia de emisión para una señal RZ a 2.5 Gbps/canal para varios espaciados entre canales

Para una velocidad de 10 *Gbps*, se han obtenido las gráficas 4.13 y 4.14. Para ambas se ve claramente como sólo podemos cumplir nuestros objetivos de BER a partir de un espaciado de 40 *GHz*. En este rango, ambas potencias de emisión presentan un comportamiento lineal. Sin embargo, si nos fijamos, en el caso de la modulación RZ, a partir de 40 *GHz* y subiendo, existe un salto pequeño en la potencia de emisión, cosa que no sucede con la modulación NRZ.

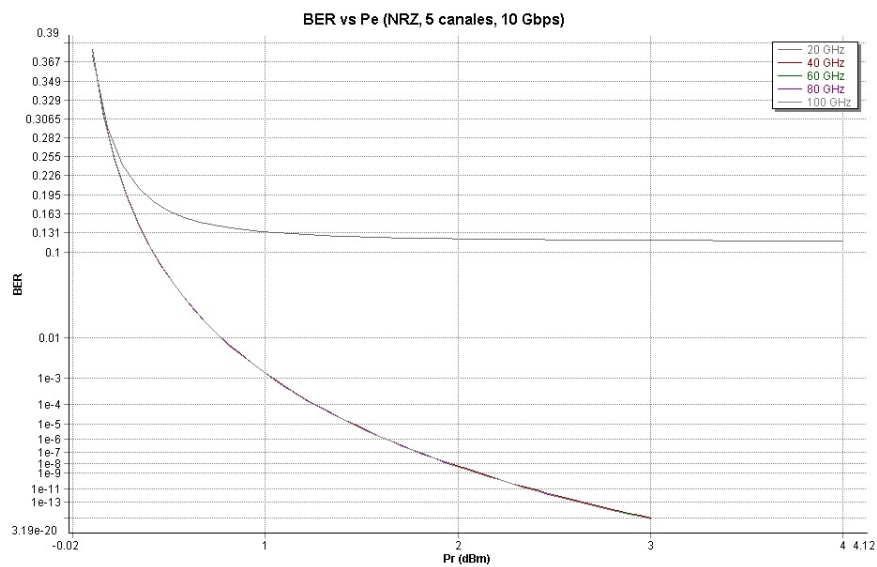


Figura 4.13 – BER respecto vs potencia de emisión para una señal NRZ a 10 Gbps/canal para varios espaciados entre canales

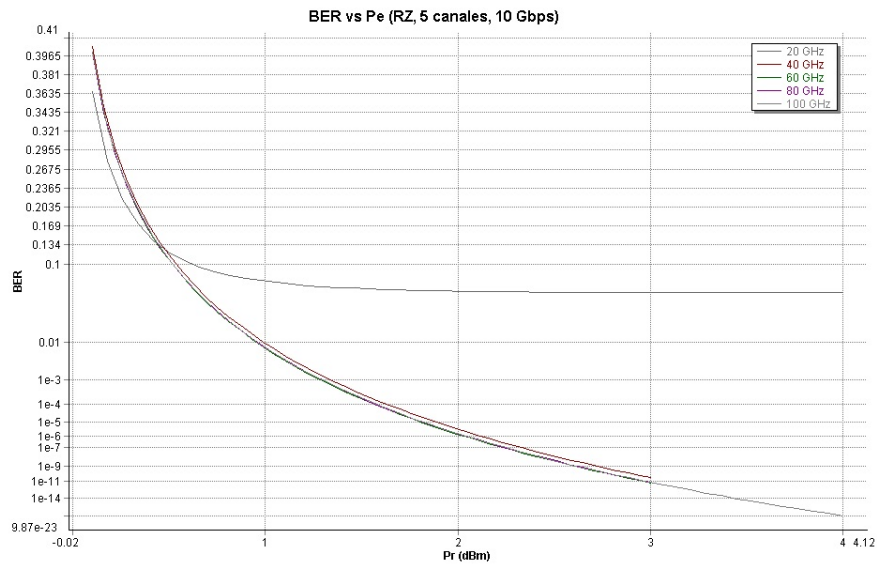


Figura 4.14 – BER respecto vs potencia de emisión para una señal RZ a 10 Gbps/canal para varios espaciados entre canales

Por lo tanto, desde el punto de vista de las potencias de emisión, en el rango de BERs objetivo, para ambas modulaciones el espaciado óptimo sería 15 GHz para velocidades de 2.5 Gbps/canal, mientras que para el caso de querer aumentar la velocidad de cada canal a 10 Gbps, el espaciado óptimo serían 40 GHz. En la tabla 4.8 se muestran las potencias de emisión óptimas calculadas. Observar la ventaja de la modulación RZ, ya que si bien su potencia pico de emisión es mayor, la potencia media es la cuarta parte, menor que en el caso NRZ, cuya potencia media es la mitad del pico de emisión.

Cuadro 4.8 – Potencias óptimas de emisión

NRZ			
Tasa binaria (Gbps)	BER	Espaciado óptimo	Pe óptima (mW)
2.5	10^{-9}	15 GHz	1
2.5	10^{-12}	15 GHz	1.2
10	10^{-9}	40 GHz	2.1
10	10^{-12}	40 GHz	2.51
RZ			
Tasa binaria (Gbps)	BER	Espaciado óptimo	Pe óptima (mW)
2.5	10^{-9}	15 GHz	1.26
2.5	10^{-12}	15 GHz	1.50
10	10^{-9}	40 GHz	2.72
10	10^{-12}	40 GHz	3.25

Medida 2.2 (Banda de atenuación de 50 GHz): En esta medida estudiaremos la penalización del enlace en función del espaciado entre canales para velocidades binarias de 2.5 y 10 Gbps para una banda de atenuación de 50 GHz, con el propósito de sacar algún resultado concluyente. Para ello partiremos del enlace de 96,8 km de la tabla 4.4, optimizado para una tasa de error de 10^{-9} con una enlace monocanal a 2.5 Gbps. En la tablas 4.9 y 4.10 , se muestran los resultados para un enlace WDM de 5 canales a 2.5 Gbps y 10 Gbps por canal y un filtro con un ancho de banda de $(4 \cdot TasaBinaria)$. Es importante ver la tendencia que sigue la BER respecto a la sensibilidad del receptor, puesto que como ya se verá, hay espaciados que no permiten alcanzar la nuestras BER objetivo.

En la gráfica 4.15 se muestra la BER en función de la potencia recibida para varios espaciados entre canales y una velocidad binaria por canal de 2.5 Gbps/canal con una modulación NRZ. De ella se extrae la conclusión de que la sensibilidad para alcanzar la BER de 10^{-9} mejora a partir de un espaciado entre canales de 15 GHz en aproximadamente ~ 1 dB. Para el caso de una BER de 10^{-12} la sensibilidad mejora en $\sim 1,5$ dB.

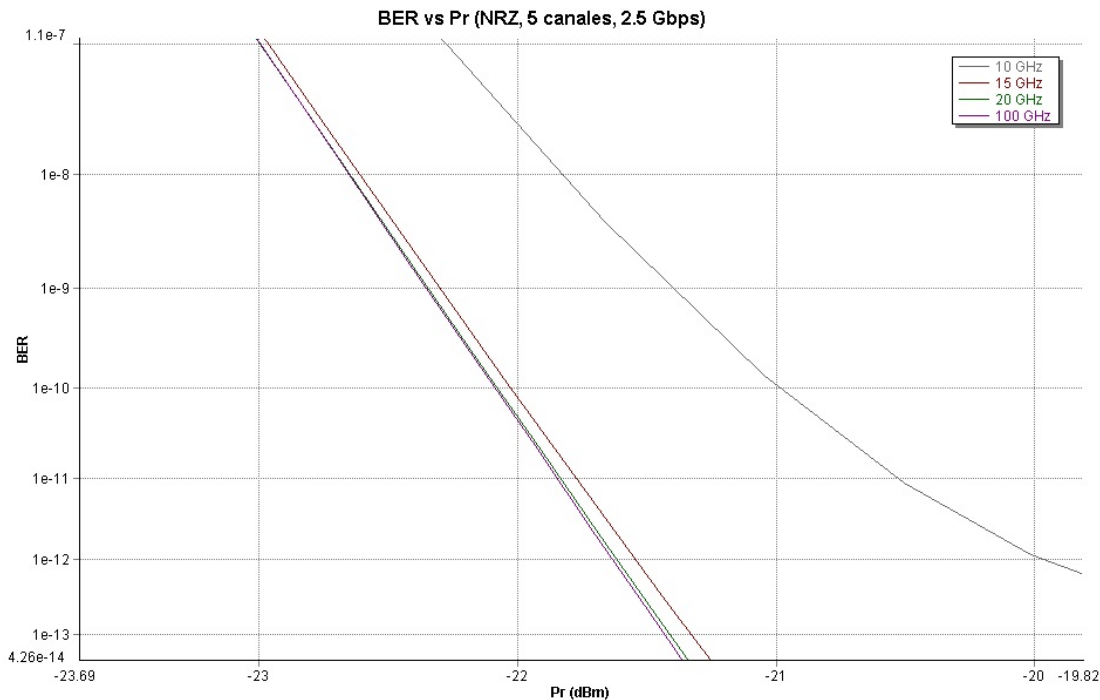


Figura 4.15 – BER vs Potencia recibida con una modulación **NRZ** para varios espaciados entre canales con un **filtro con una banda de atenuación de 50 GHz** para canales con velocidades binarias de **2.5 Gbps**

Para el mismo caso pero con una modulación RZ, los objetivos de calidad del enlace sólo se pueden cumplir para una BER de 10^{-9} , para el cual sensibilidad mejora también a partir de 15 GHz en aproximadamente $\sim 1,2$ dB (ver figura 4.16), más que en el caso de la modulación NRZ. Sin embargo, no podemos cumplir el objetivo de una BER de 10^{-12} para un espaciado de 10 GHz ya que, como se muestra en la gráfica 4.16 (también se puede ver en la figura de la medida anterior 4.12 en función de la potencia de emisión), a medida que vamos aumentando la potencia los efectos no lineales empiezan a ser más penalizantes y nuestra BER tiende a

subir, aunque ésta pasa muy cerca de 10^{-12} .

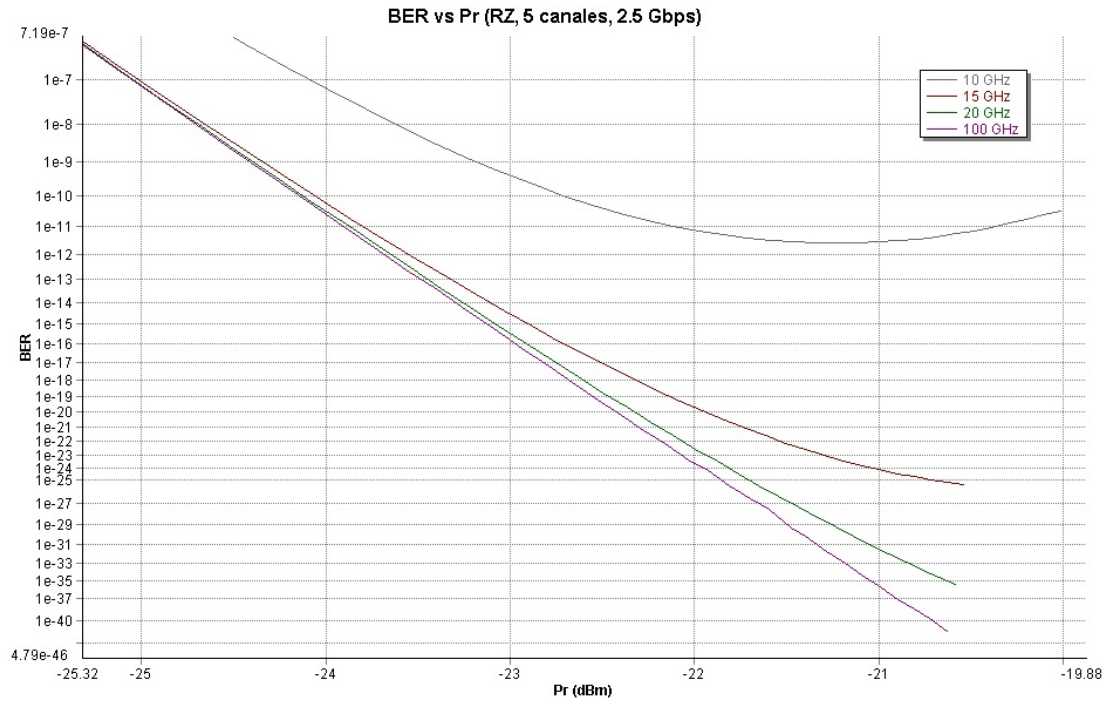


Figura 4.16 – BER vs Potencia recibida con una modulación RZ para varios espaciados entre canales con un filtro con una banda de atenuación de 50 GHz para canales con velocidades binarias de 2.5 Gbps

Cuadro 4.9 – En esta tabla se muestra la sensibilidad requerida en el receptor para alcanzar las BERs de 10^{-9} y 10^{-12} con un filtro con un ancho de banda igual a $(4 \cdot TasaBinaria)$ y **una banda de atenuación de 50 GHz** en un enlace con **2.5 Gbps** por canal. Las medidas están hechas en el canal número 3 de un enlace WDM de 5 canales

NRZ		
BER	Espaciado entre canales	Sensibilidad
		<i>Con efec. no lin.</i>
10^{-9}	10 GHz	-21.4 dBm
	15 GHz	-22.3 dBm
	20 GHz	-22.35 dBm
	25 GHz	-22.35 dBm
	50 GHz	-22.35 dBm
	100 GHz	-22.35 dBm
10^{-12}	10 GHz	-19.96
	15 GHz	-21.55 dBm
	20 GHz	-21.63 dBm
	25 GHz	-21.63 dBm
	50 GHz	-21.63 dBm
	100 GHz	-21.63 dBm
RZ		
BER	Espaciado entre canales	Sensibilidad
		<i>Con efec. no lin.</i>
10^{-9}	10 GHz	-23.18 dBm
	15 GHz	-24.34 dBm
	20 GHz	-24.41 dBm
	25 GHz	-24.41 dBm
	50 GHz	-24.41 dBm
	100 GHz	-24.41 dBm
10^{-12}	10 GHz	No cumple
	15 GHz	-23.55
	20 GHz	-23.69 dBm
	25 GHz	-23.69 dBm
	50 GHz	-23.69 dBm
	100 GHz	-23.69 dBm

Las gráfica 4.17 muestra cómo afecta a la sensibilidad del receptor, el mismo enlace anterior pero para una señal de 10 Gbps con distintos espaciados para una modulación NRZ. Como se ve en la tabla 4.10, empezamos a alcanzar nuestros objetivos de BER a partir de un espaciado entre canales de 40 GHz. La única variación en la sensibilidad, será a partir de 60 GHz, pero esta es prácticamente despreciable, y es de 0,07 dB para 10^{-9} y de 0,08 dB para 10^{-12} .

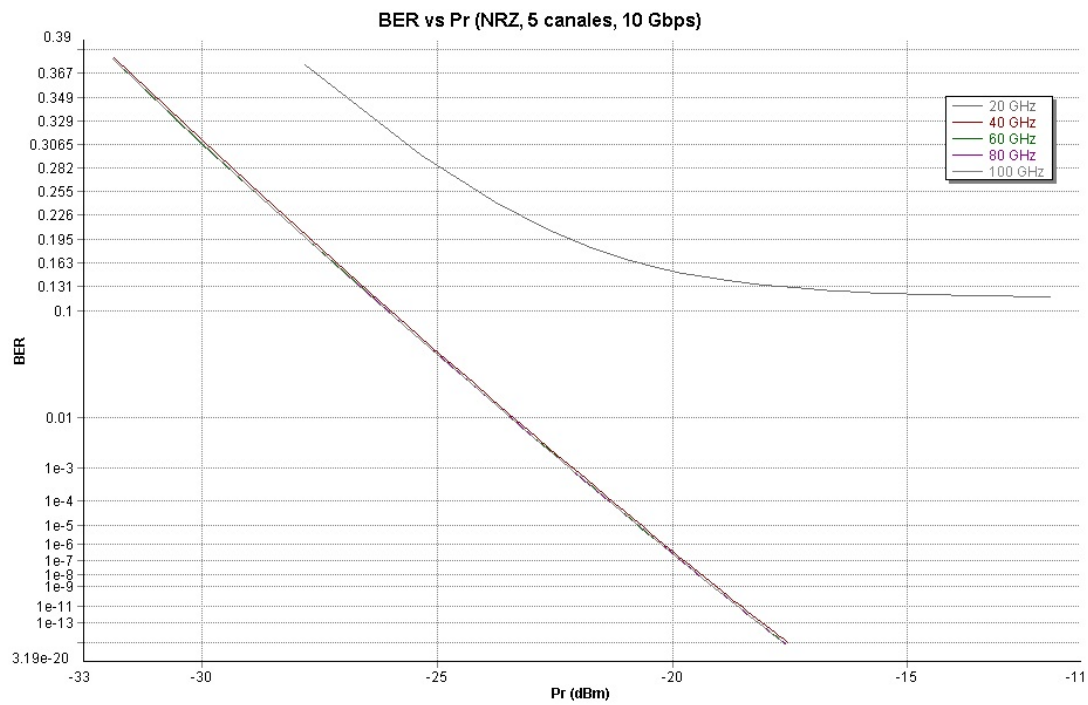


Figura 4.17 – BER vs Potencia recibida con una modulación NRZ para varios espaciados entre canales con un filtro con una banda de atenuación de 50 GHz para canales con velocidades binarias de 10 Gbps

Para el caso de una modulación RZ, los objetivos de calidad se empiezan a cumplir también a partir de un espaciado de 40 GHz. A partir de 60 GHz, la variación en la sensibilidad es de 0,23 dB para 10^{-9} y de 0,24 dB para 10^{-12} . Por lo tanto, para una modulación RZ, el espaciado entre canales es más sensible.

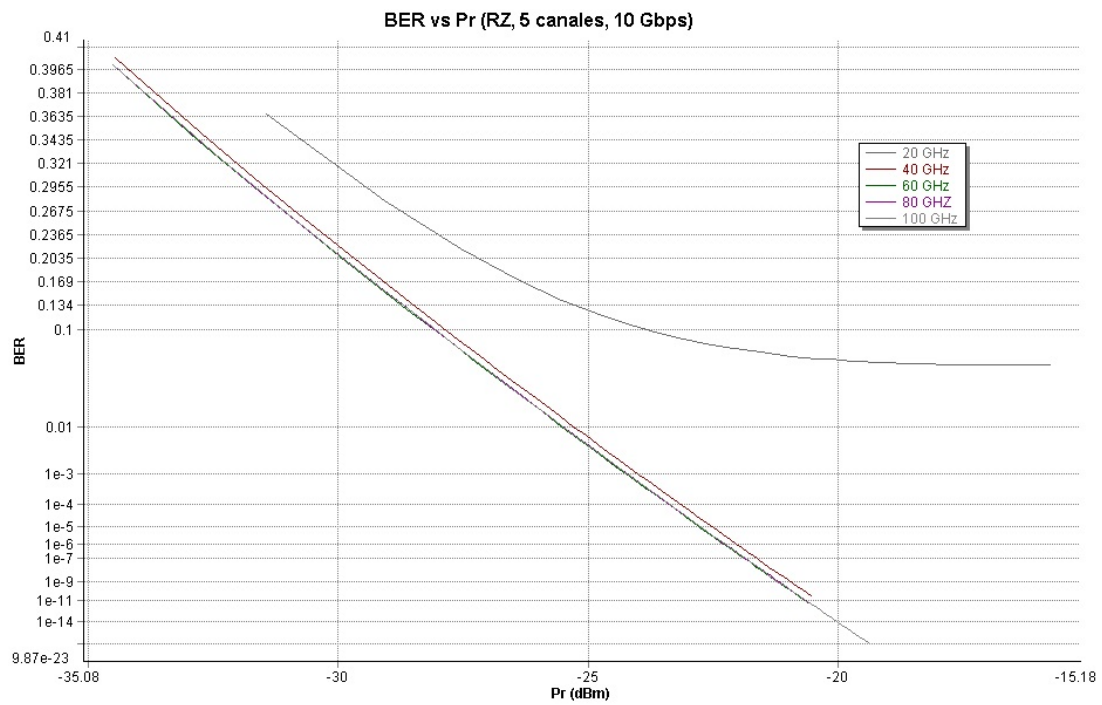


Figura 4.18 – BER vs Potencia recibida con una modulación RZ para varios espaciados entre canales con un filtro con una banda de atenuación de 50 GHz para canales con velocidades binarias de 10 Gbps

Cuadro 4.10 – En esta tabla se muestra la sensibilidad requerida en el receptor para alcanzar las BERs de 10^{-9} y 10^{-12} con un filtro con un ancho de banda igual a $(4 \cdot TasaBinaria)$ y **una banda de atenuación de 50 GHz** en un enlace con **10 Gbps** por canal. Las medidas están hechas en el canal número 3 de un enlace WDM de 5 canales.

NRZ		
BER	Espaciado entre canales	Sensibilidad
		<i>Con efec. no lin.</i>
10^{-9}	20 GHz	No cumple
	40 GHz	-19.08 dBm
	60 GHz	-19.15 dBm
	80 GHz	-19.15 dBm
	100 GHz	-19.15 dBm
10^{-12}	20 GHz	No cumple
	40 GHz	-18.31 dBm
	60 GHz	-18.39 dBm
	80 GHz	-18.39 dBm
	100 GHz	-18.39 dBm
RZ		
BER	Espaciado entre canales	Sensibilidad
		<i>Con efec. no lin.</i>
10^{-9}	20 GHz	No cumple
	40 GHz	-20.95 dBm
	60 GHz	-21.18 dBm
	80 GHz	-21.18 dBm
	100 GHz	-21.18 dBm
10^{-12}	20 GHz	No cumple
	40 GHz	-20.18 dBm
	60 GHz	-20.42 dBm
	80 GHz	-20.42 dBm
	100 GHz	-20.42 dBm

Por tanto concluimos que la variación en la sensibilidad según el espaciado es más notable, como se ha demostrado, para una tasa binaria de 2.5 Gbps. Para el caso de un enlace de 2.5 Gbps, en caso de necesitar un espaciado de 10 GHz para alojar los máximos canales posible, y de necesitar una BER de 10^{-9} , elegiríamos la modulación RZ por tener mejor sensibilidad. En el caso de que se nos pidiese una tasa de error de 10^{-12} pasaríamos a una NRZ. Para todos los demás casos mencionados, con espaciados mayores, elegiríamos la modulación RZ porque como se ha dicho, presenta mejor sensibilidad.

Medida 2.3 (Banda de atenuación de 100 GHz): en esta medida se quiere estudiar brevemente cómo afecta un filtro óptico con una banda de transición más suave al espaciado entre canales, pese a que nuestro ancho de banda sea el mismo. Por lo tanto se estudiará sólo el caso de las modulaciones NRZ y RZ para la velocidad binaria de 2.5 Gbps.

En las gráficas 4.19 y 4.20 se muestran las BER en función de la potencia recibida. En la tabla 4.11 se muestra los detalles numéricos para las BER que nos interesan. Si nos fijamos en las gráficas, en este caso ya no es posible para ninguna de las dos modulaciones utilizar un espaciado de 10 GHz. El salto cuantitativo en la sensibilidad se da cuando se pasa de un espaciado de 15 a 20 GHz, con una mejora de ~ 1 dB y $\sim 1,4$ dB para la modulación NRZ y las BER 10^{-9} y 10^{-12} , respectivamente. Para el caso de la RZ sería $\sim 1,3$ dB y $\sim 2,2$ dB.

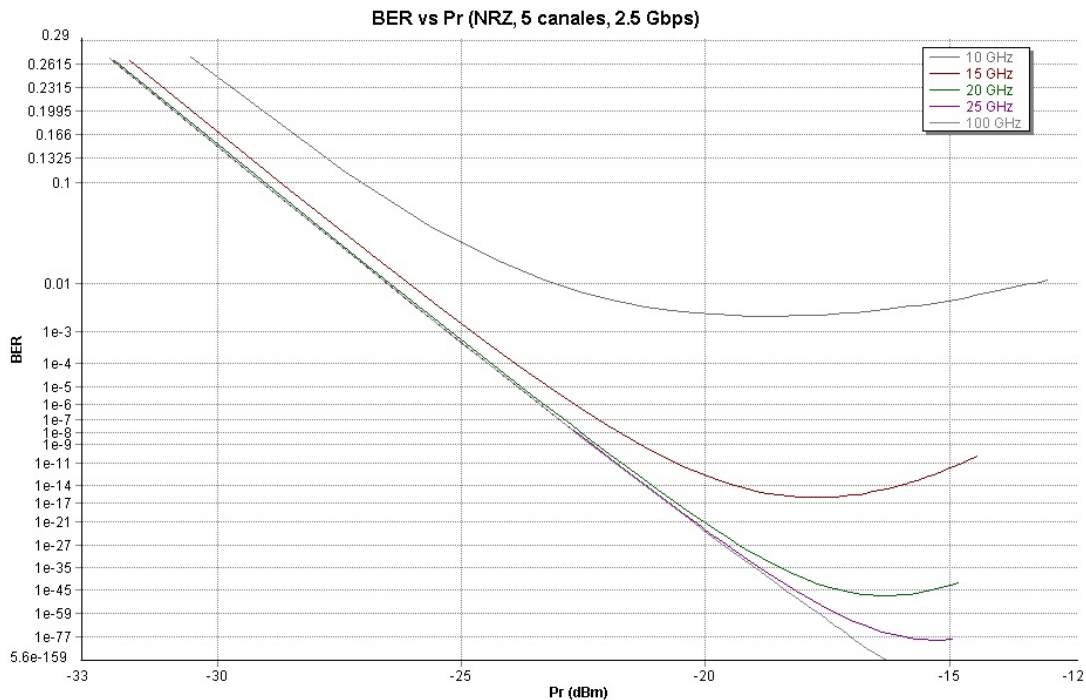


Figura 4.19 – BER vs Potencia recibida con una modulación NRZ para varios espaciados entre canales con un filtro con una banda de atenuación de 100 GHz para canales con velocidades binarias de 2.5 Gbps

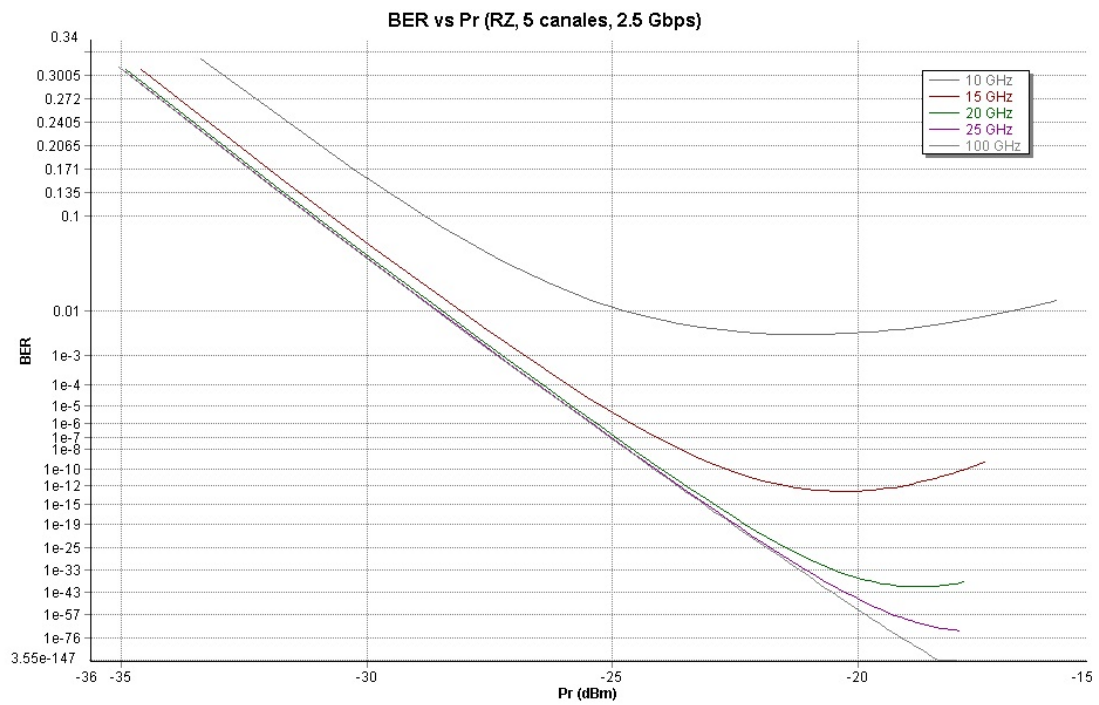


Figura 4.20 – BER vs Potencia recibida con una modulación RZ para varios espaciados entre canales con un filtro con una banda de atenuación de 100 GHz para canales con velocidades binarias de 2.5 Gbps

Cuadro 4.11 – En esta tabla se muestra la sensibilidad requerida en el receptor para alcanzar las BERs de 10^{-9} y 10^{-12} con un filtro con un ancho de banda igual a $(4 \cdot TasaBinaria)$ y una **banda de atenuación de 100 GHz** en un enlace con **2.5 Gbps** por canal. Las medidas están hechas en el canal número 3 de un enlace WDM de 5 canales

NRZ		
BER	Espaciado entre canales	Sensibilidad
		<i>Con efec. no lin.</i>
10^{-9}	15 GHz	-21.35 dBm
	20 GHz	-22.23 dBm
	25 GHz	-22.33 dBm
	50 GHz	-22.35 dBm
	100 GHz	-22.35 dBm
10^{-12}	15 GHz	-20.22dBm
	20 GHz	-21.50 dBm
	25 GHz	-21.60 dBm
	50 GHz	-21.63 dBm
	100 GHz	-21.63 dBm
RZ		
10^{-9}	15 GHz	-23.12 dBm
	20 GHz	-24.26 dBm
	25 GHz	-24.37 dBm
	50 GHz	-24.40 dBm
	100 GHz	-24.40 dBm
10^{-12}	15 GHz	-21.51dBm
	20 GHz	-23.51 dBm
	25 GHz	-23.64 dBm
	50 GHz	-23.68 dBm
	100 GHz	-23.68 dBm

4.3. Escenario 3: Enlace óptico con un amplificador EDFA

Objetivo: posicionamiento óptimo de un amplificador EDFA para una modulación NRZ para distintos porcentajes de compensación de la sección de fibra que va del emisor al EDFA, de tal forma que nos de la BER mínima. Se analizará primero para un enlace monocanal de 2.5 Gbps y 10 Gbps. Posteriormente, se hará la misma medida pero para la inserción de varios canales (WDM).

Medida 1 (Enlace monocanal): en esta medida se estudia las posibles opciones para extender el alcance de nuestro sistema óptico para poder dar servicio a otros lugares. Para ello, se parte del escenario anterior, en el que se estudiaron las longitudes óptimas de enlace que nos permitían alcanzar una tasa de error de bit de 10^{-9} y 10^{-12} . En él partimos del enlace de 96,8 km con compensador de dispersión optimizado para una BER de 10^{-9} con una potencia de emisión de 0 dBm. Enfocando estos datos bajo un enfoque práctico, como se dijo anteriormente, el enlace anterior podría ser una conexión entre Madrid y Segovia, y se quieren estudiar las opciones posibles para alargar el enlace de manera más óptima. Por ello, la opción que se ha barajado como más viable, es la de colocar un amplificador óptico EDFA en línea controlado por potencia, ya que aumentar la potencia de emisión no resulta factible por la penalización de los efectos lineales, los cuales se vieron en el escenario anterior. Nuestro sistema trabajará en la banda C (1530 a 1570 nm). Sin embargo, si observamos la figura 4.21, se observa que no toda la curva de ganancia es constante. En este proyecto trabajaremos con la parte de la curva de ganancia cuasi-constante por simplicidad en los cálculos.

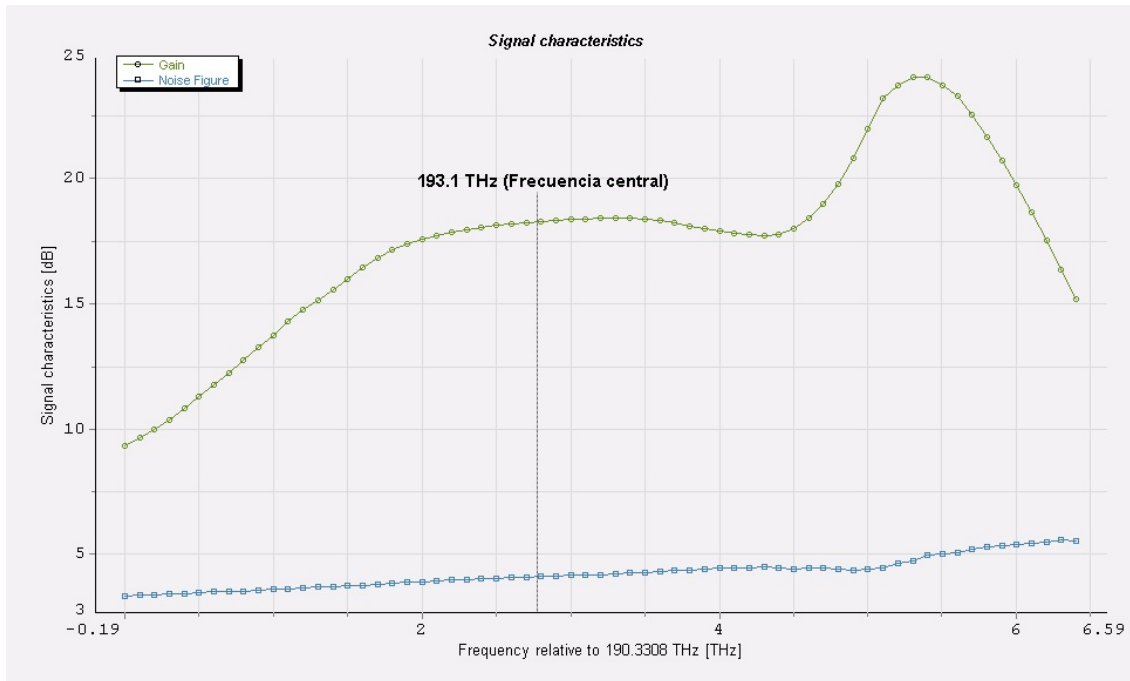


Figura 4.21 – Curva de ganancia de un amplificador EDFA

Para alargar la longitud del enlace se utilizará un EDFA con las características de la tabla 4.12.

Cuadro 4.12 – Tabla con los valores de los parámetros configurables del EDFA utilizado

Tipo de amplificador	Saturable
Potencia de saturación	10 mW
Figura de ruido	5.5 dB
Ancho de banda de ruido	5 THz
Filtro de polarización	x

Si bien es cierto que la figura de ruido aumenta a medida que aumentamos la ganancia, para valores de ganancia altos, ésta varía muy poco y se puede aproximar por una figura de ruido constante, como hemos hecho en la tabla 4.12. Se puede ver esta tendencia en la gráfica C.6. También se han realizado simulaciones para ver si el valor de la figura de ruido afecta al posicionamiento óptimo de nuestro amplificador, el cual se muestra en la gráfica 4.22. Como se observa, la variación de la figura de ruido del amplificador no afecta al posicionamiento óptimo, sin embargo, como es lógico, sí a la BER.

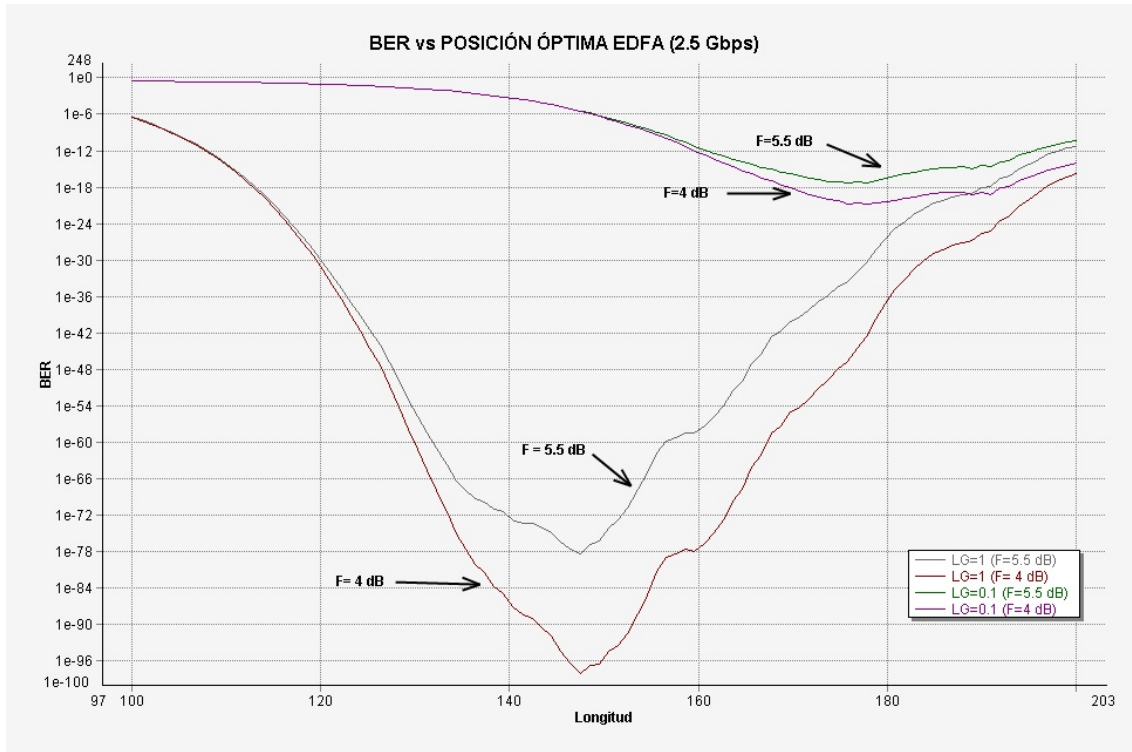


Figura 4.22 – BER vs Posición óptima EDFA para varias figuras de ruido y productos LG

Suponemos que se quiere alargar el enlace hasta una longitud máxima de 200 km (Madrid-Segovia-Valladolid). Con este supuesto, y con el esquema de simulación de la figura D.5, estudiamos a través de simulaciones el posicionamiento óptimo del amplificador a lo largo del enlace que nos permita alcanzar la BER mínima para varios productos LG , donde L son las pérdidas y G la ganancia del EDFA en unidades naturales. Este producto LG representa el porcentaje de pérdidas que se compensan en la fibra, es decir, si $LG = 0,1$ se compensará sólo el 10 % de la atenuación que se produce en la fibra con pérdidas L , si $LG = 1$, entonces se compensan todas las pérdidas de la sección anterior de la fibra, etc. Además, se estudiarán

varias longitudes de fibra: en concreto partiremos de 200 km, como se ha mencionado antes, y se estudiará la calidad del enlace para varios productos $L \cdot G$. A continuación se hará el mismo estudio pero para incrementos de 10 km hasta alcanzar una longitud máxima de 230 km, donde se observa que la BER deja de alcanzar los valores objetivo. Las tablas B.1, B.2, B.3 y B.4 muestran los datos hallados en la simulación para distintos productos LG y longitudes de enlaces a 2.5 y 10 Gbps. Estas tablas se han simulado sin efectos no lineales, ya que la penalización en la BER es muy pequeña para un enlace monocanal como se muestra en las tablas 4.13 y 4.14. De esta manera, nos ahorramos tiempo de simulación, ya que el tiempo requerido para simular incluyendo los efectos no lineales es sumamente mayor que cuando no se incluyen (en el caso de simular muchos canales puede tardar días). Además, estas penalizaciones en la sensibilidad del receptor se estudiarán más adelante, cuando se analice el mismo enlace pero para la inserción de varios canales (WDM). Como interpretación visual de los datos obtenidos, se han dibujado en MATLAB varias gráficas (figuras 4.24, 4.25 y 4.27) que muestran la distancia óptima al emisor donde hay que colocar el amplificador (la que minimiza la BER) en función del producto LG . Como se puede observar en la gráfica 4.24, la distancia óptima tiene forma de función hiperbólica (en la imagen se ha realizado una aproximación polinómica para mostrar esta tendencia más claramente).

Cuadro 4.13 – Posición óptima del amplificador óptico **enlace monocanal de 200 km a 2.5 Gbps** con y sin inclusión de efectos no lineales. Se han calculado 100 puntos en un intervalo de 100 km (desde el km 100 al 200). Al ser un enlace monocanal y la potencia de entrada muy pequeña, los efectos no lineales son despreciables

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)		BER	
		Sin efec. no lin	Con efec. no lin.	Sin efec. no lin	Con efec. no lin
200	0.03	191	191	$1,04 \cdot 10^{-11}$	$1,01 \cdot 10^{-11}$
	0.1	176	176	$4,62 \cdot 10^{-18}$	$4,41 \cdot 10^{-18}$
	1	147	147	$3,8 \cdot 10^{-79}$	$3,7 \cdot 10^{-79}$
	2	134	134	$4,7 \cdot 10^{-120}$	$4,8 \cdot 10^{-120}$
	3	133	133	$1,7 \cdot 10^{-149}$	$1,9 \cdot 10^{-149}$

Cuadro 4.14 – Posición óptima del amplificador óptico **enlace monocanal a 10 Gbps** con y sin inclusión de efectos no lineales. Se han calculado 100 puntos en un intervalo de 100 km (desde el km 100 al 200). Al ser un enlace monocanal y la potencia de entrada muy pequeña, los efectos no lineales son despreciables

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)		BER	
		Sin efec. no lin	Con efec. no lin.	Sin efec. no lin	Con efec. no lin
200	0.1	178	178	$7,01 \cdot 10^{-6}$	$7,18 \cdot 10^{-6}$
	0.2	163	163	$2,17 \cdot 10^{-8}$	$2,29 \cdot 10^{-8}$
	1	147	147	$1,59 \cdot 10^{-21}$	$2,34 \cdot 10^{-21}$
	3	131	131	$4,09 \cdot 10^{-39}$	$3,37 \cdot 10^{-38}$

La clave para entender la curva de la gráfica 4.23 se encuentra en la relación señal a ruido óptica (OSNR). Como se especificó anteriormente, el factor de ruido que introduce el amplificador óptico es igual a 5,5 dB. La potencia de entrada de la señal al amplificador irá disminuyendo a mayor distancia del emisor en razón de 0,2 dB/km, por lo que según esto

cuando más cerca del emisor se encuentre nuestro amplificador óptico, mejor será nuestra relación señal a ruido:

$$OSNR = \frac{LGP_{in}}{n_{sp}h\nu_s(G-1)B_{opt}} = \frac{2LGP_{in}}{Fh\nu_s(G-1)B_{opt}} \quad (4.4)$$

donde se ha realizado la aproximación $F \approx 2n_{sp}$ para $G \gg 1$. Sin embargo, hemos de tener en cuenta la atenuación de la sección de fibra que va desde el amplificador óptico al receptor. Por lo tanto, la posición óptima depende de estas dos variables, las longitudes de la sección de fibra L_1 (sección de que va desde el emisor al EDFA) y L_2 (del EDFA al receptor). Hemos de tener en cuenta que cuanto menor es la distancia del amplificador óptico al receptor, el ruido señal-ASE y ASE-ASE será mayor. Se escapa del alcance de este proyecto el desarrollar una expresión matemática que justifique esta posición óptima.

Un suceso a recalcar en estas simulaciones es que, cuando se han interpretado los datos de la BER en función de la posición óptima del EDFA y se han dibujado las gráficas tales como la de la figura 4.23, a medida que nos acercamos a la BER mínima aparecían unas pequeñas ondulaciones. Se han repasado minuciosamente los valores de los parámetros, ajustándolos en la medida posible a la disponibilidad comercial, y se han ido modificando las variables para ver si estas ondulaciones tenían un patrón de comportamiento, pero no se ha llegado a ninguna conclusión. Como se pudo ver en el escenario anterior, con la potencia de emisión con la que trabajamos (0 dBm), la penalización por efectos no lineales es muy pequeña. Sin embargo se ha visto, que si se aumentaba la potencia de emisión, la distancia donde había que colocar el amplificador era mayor, para que la señal amplificada tuviese menos potencia en la sección de fibra que va desde el AO hasta el receptor y así los efectos no lineales penalizasen menos. El objetivo de este proyecto es mostrar, de una manera aproximada, el posicionamiento que nos puede dar la BER mínima, pero como todo cálculo realizado con software de simulación, éste estará supeditado a errores. Los valores de las simulaciones están acotados en saltos de 1 km.

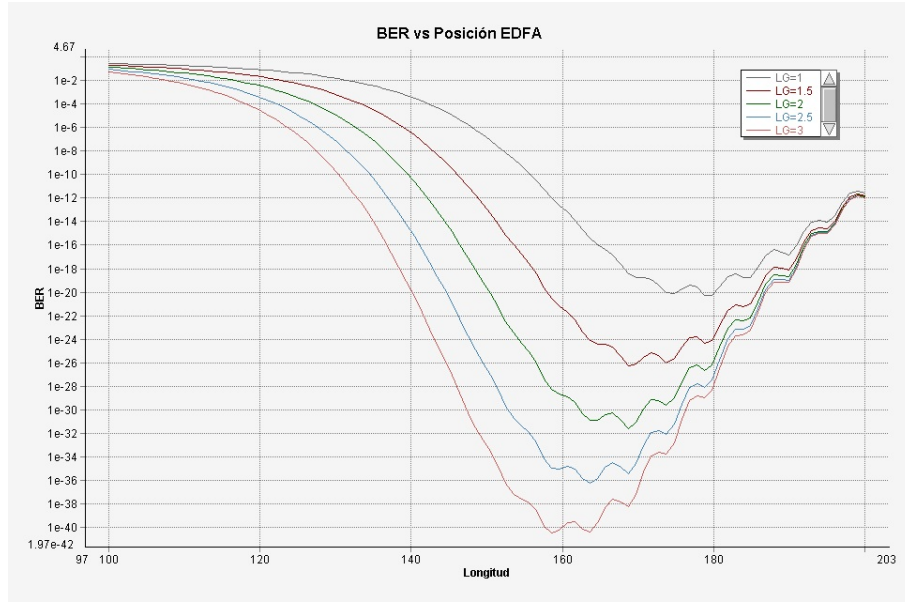


Figura 4.23 – BER vs posición del EDFA para distintos productos $L \cdot G$ en un enlace de 200 km

La interpretación que le damos a las gráficas 4.24 y 4.25, es que para productos $LG \leq 1,5$, la posición de nuestro amplificador es muy sensible a estas variaciones del producto LG . Como bien aparece reflejado en las gráficas, a medida que se aumenta el producto LG , la posición óptima medida en distancia al emisor disminuye, lo cual contrasta con la deducción lógica que sería pensar que a mayor ganancia, más lejos del emisor se podría poner el AO. La razón de este comportamiento se cree que se encuentra en la potencia de ruido ASE introducida por el amplificador, la cual depende de la ganancia según 3.3, el cual al acortarse la distancia necesitará menos ganancia para mantener el producto LG y por tanto la potencia de ruido que introduciría sería menor. El valor de la posición óptima del EDFA alcanza un valor constante para valores de LG altos, ya que se alcanza la potencia de saturación del receptor PIN.

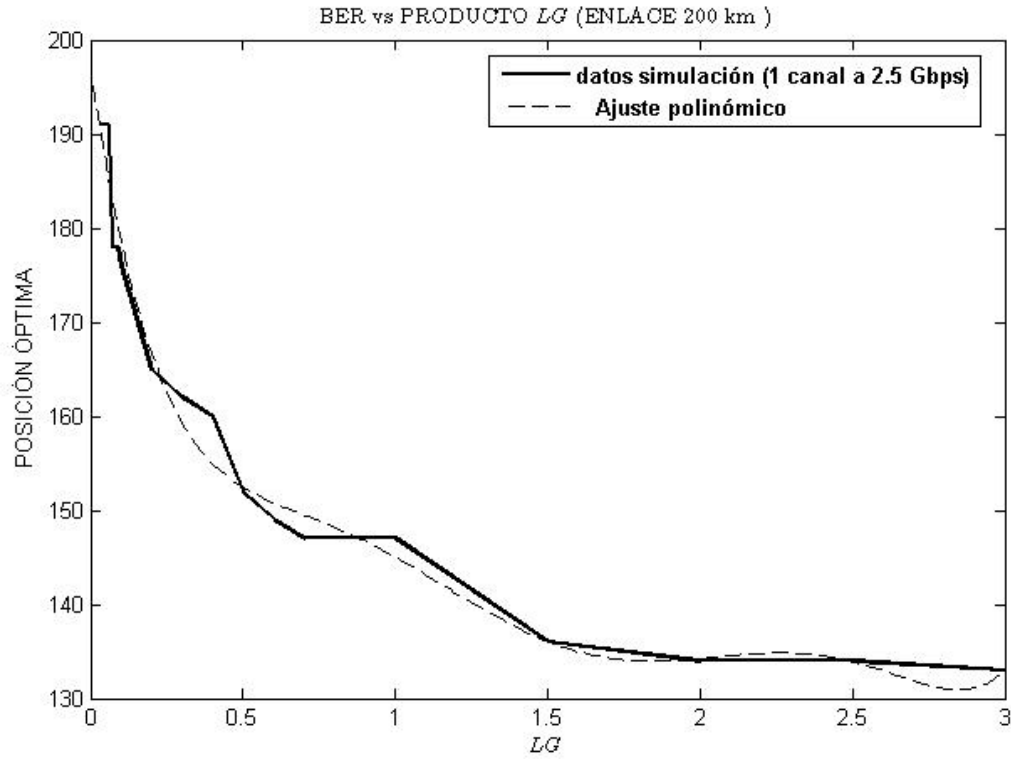


Figura 4.24 – Posición óptima vs producto LG para un enlace de 200 km a 2.5 Gbps

Si ahora hacemos una comparativa de cómo varía la posición óptima del amplificador en línea respecto a un aumento de la longitud del enlace, en la gráfica 4.25 se ve un desplazamiento de ésta respecto al eje de ordenadas, lo cual nos indica que hay una variación en la posición óptima. Este aumento de distancia, como se puede ver en las tablas B.1 y B.2, no es homogéneo para todos los incrementos de distancia respecto a un producto LG fijo. Para los datos de las tablas B.1 y B.2 (enlace monocal a 2.5 Gbps) se ha realizado un diagrama de barras (figura 4.26) para ilustrar esta diferencia de posicionamiento óptimo cuando se aumenta la distancia para los distintos productos LG . Se ve claramente cómo, para cada producto LG , al aumentar la distancia, se tendrá que incrementar la posición del EDFA. Si bien esta diferencia de posicionamiento no es homogénea del todo, la mayor parte de los datos nos indican que por cada incremento de 10 km en la longitud del enlace, deberemos incrementar la posición del EDFA en un intervalo de 4 a 11 km para asegurarnos una ubicación correcta.

Cabe recalcar, que la posición óptima en un enlace monocal no varía con la inclusión de los efectos lineales, aunque sí afecta en la sensibilidad del receptor, sin embargo esta penalización de potencia es muy pequeña como se dijo anteriormente

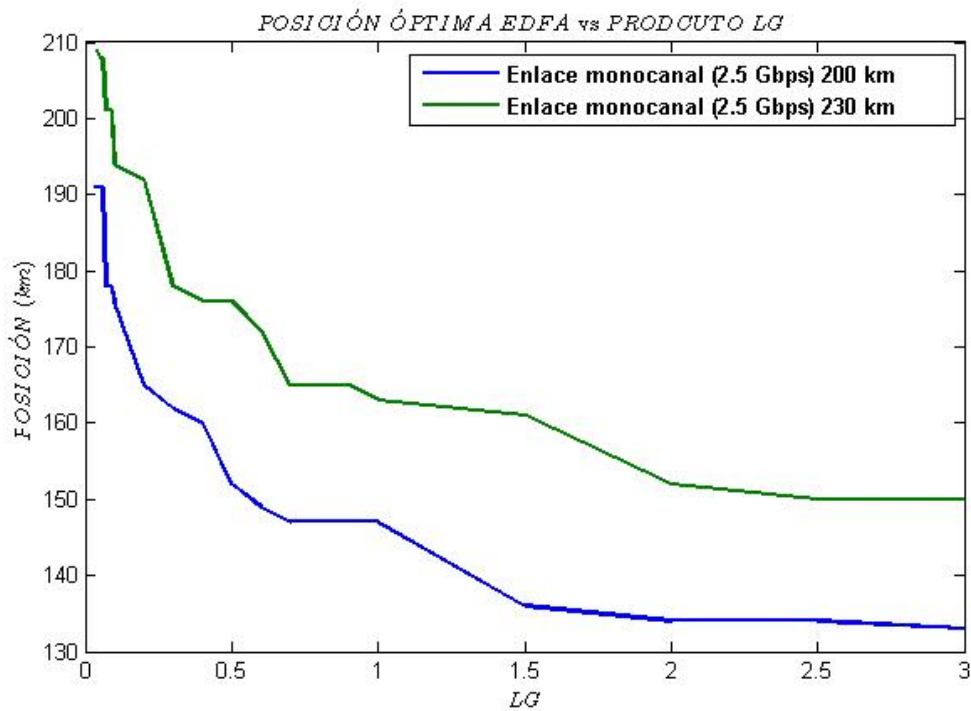


Figura 4.25 – Posición óptima vs producto LG para varias longitudes de enlace a 2.5 Gbps

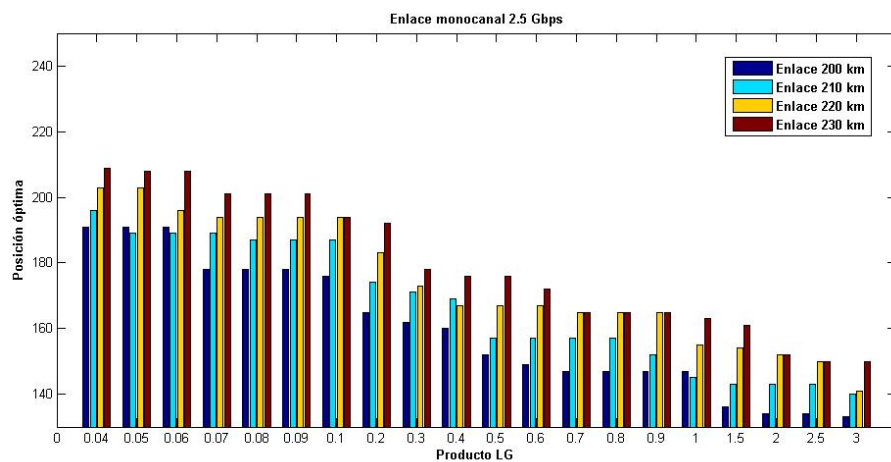


Figura 4.26 – Diagrama de barras de la posición óptima en función del producto LG para enlaces a 2.5 Gbps de varias distancias

Al igual que se hizo para un enlace a 2.5 Gbps (gráfica 4.25), para nuestro enlace monocanal de 10 Gbps se ha calculado la posición óptima para varios productos LG y se ha dibujado una gráfica para facilitar la interpretación a partir de las tablas B.3 y B.4. En la figura 4.27, se ve como ésta tiene la misma tendencia hiperbólica que la del enlace de 2.5 Gbps, y la posición es parecida, con variaciones máximas de $\pm 5 \text{ km}$. Así mismo, la gráfica 4.28 recoge un diagrama

de barras con la posición óptima en función del producto LG para varias distancias. Se ve también claramente cómo, para cada producto LG, al aumentar la distancia, se tendrá que incrementar la posición del EDFA. Si bien esta diferencia de posicionamiento no es homogénea del todo, la mayor parte de los datos nos indican que por cada incremento de 10 km en la longitud del enlace, deberemos incrementar la posición del EDFA en un intervalo de 3 a 8 km para asegurarnos una ubicación correcta.

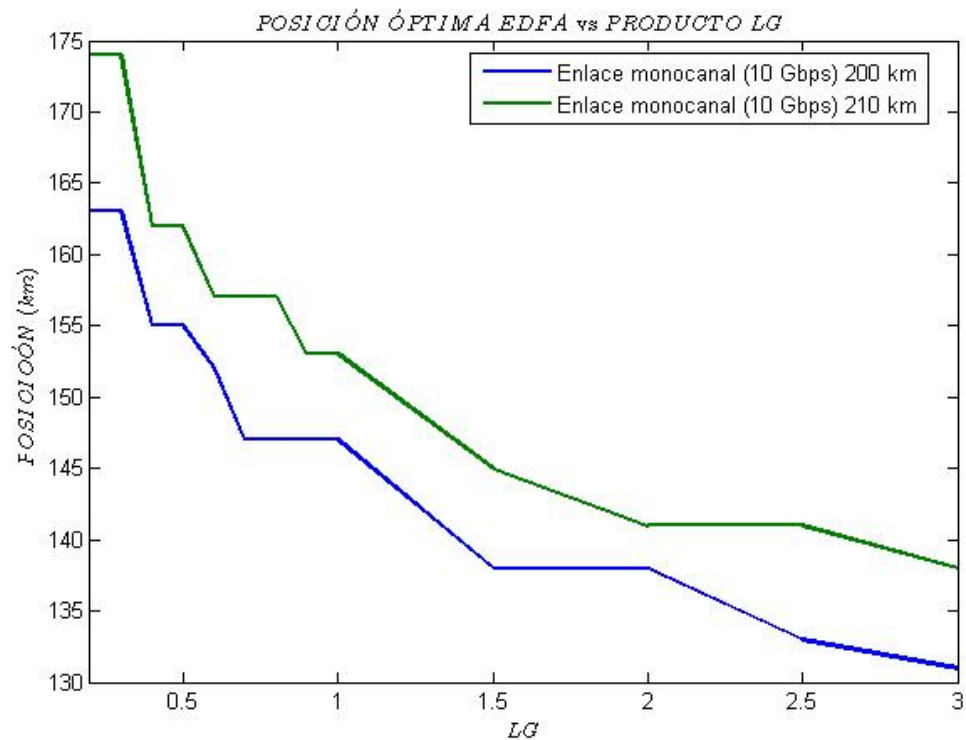


Figura 4.27 – Longitud vs producto LG para varias longitudes de enlace a 10 Gbps

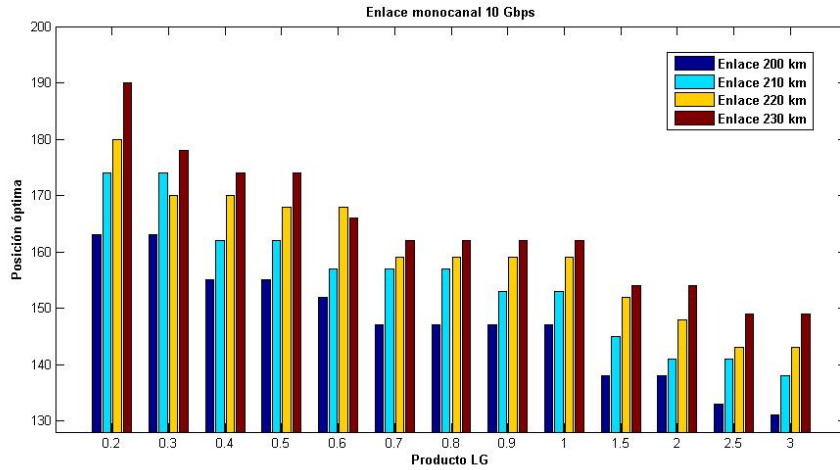


Figura 4.28 – Diagrama de barras de la posición óptima en función del producto LG para enlaces a 10 Gbps de varias distancias

Medida 2 (Enlace WDM): en esta medida estudiaremos el mismo caso anterior, pero ahora para una señal WDM con varios canales. Como se ha estudiado en el capítulo 3, los amplificadores no pueden dar energía ilimitada, y están supeditados a la potencia de saturación, definida como la potencia de entrada a la cual la ganancia del amplificador decae 3 dB. Por tanto, la suma de las potencias de varios canales, hará que nos desplacemos en la curva de ganancia (ver figuras 3.3 y 3.6) y la ganancia entregada a cada canal sea menor. Sin embargo, pese a lo dicho anteriormente, la saturación no será nuestro problema, ya que la señal que llega al AO tiene una potencia muy pequeña (-28.77 dBm en total para 10 canales con una potencia de emisión de 0 dBm por canal) en comparación con la potencia de saturación de éste (10 mW). Tampoco supondrá un problema la saturación debida a la acumulación del ruido ASE, sólo problemático cuando el número de amplificadores empieza a ser elevado. Por lo tanto, la calidad de nuestro enlace estará supeditada al crosstalk entre los canales, al ruido ASE y a los efectos no lineales. Sin embargo, al igual que sucedía en el enlace monocanal, para una espaciado de 100 GHz y la potencia de emisión utilizada, los efectos no lineales serán prácticamente despreciables. Para justificar esta afirmación, se muestra en la gráfica 4.29 la BER en función de la potencia recibida para 10 canales con dos espaciados diferentes, 15 GHz y 100 GHz, en los que se ve cómo en el caso de 15 GHz, a medida que se recibe más potencia, la BER está penalizada por estos efectos, algo que no ocurre con el espaciado de 100 GHz. En esta gráfica se muestra también la BER en función de la potencia recibida para una señal WDM de 10 canales con un espaciado de 100 GHz sin ruido ASE, y como se ve, la penalización de potencia que introduce el ruido ASE es muy importante (en la figura entorno a $\sim 2,5dB$) y será el factor limitante.

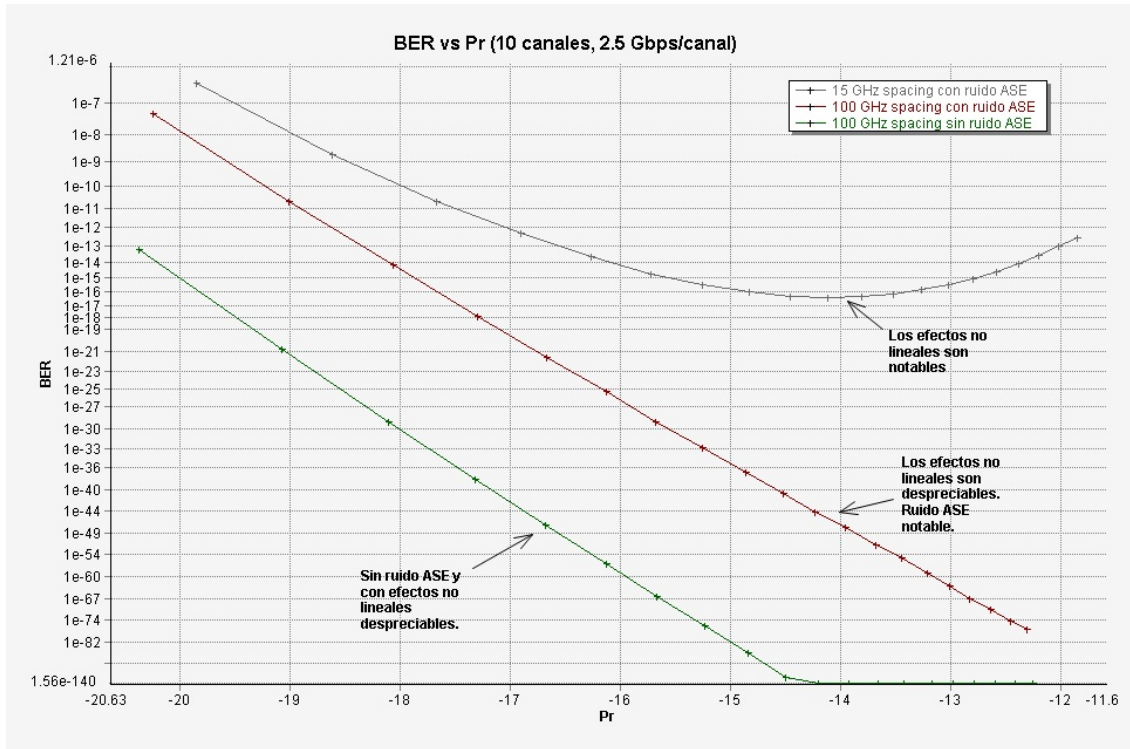


Figura 4.29 – BER vs potencia recibida para un enlace de 10 canales con un EDFA (con un producto $LG=0.1$) en posición óptima y dos espaciados diferentes entre canales, de 15 GHz y de 100 GHz

Como en la medida monocanal, queremos averiguar cuál es la posición óptima para insertar nuestro amplificador en un enlace de 200, 210, 220 y 230 km, a fin de extrapolar conclusiones finales sobre la tendencia que sigue este posicionamiento. Sin embargo, ya que el tiempo de simulación requerido para un enlace WDM con muchos canales es bastante largo, no se calcularán muchos productos LG como en las medidas anteriores. Se han dibujado un par de diagramas de barras para representar los datos de las tablas B.5, B.6, B.7, B.9 y B.8, las cuales muestran las posiciones óptimas obtenidas mediante simulación con sus respectivas BER para variaciones del número de canales para los enlaces estudiados en la medida 1 (de 2.5 y 10 Gbps). Estas gráficas son la 4.30 y la 4.31.

Para el caso de una velocidad de 2.5 Gbps, vemos en la gráfica 4.30 que, en general, para los distintos productos LG y distintas distancias, el posicionamiento aumenta, salvo algunas excepciones. Lo que sí se da en casi todos los casos, excepto para el producto $LG=1$, es que la diferencia de la posición óptima del EDFA, según aumentemos el número de canales, no difiere en más de 5 km. Para un enlace de 200 km, si nos fijamos en las BER calculadas, que se muestran en la tabla B.5 para un producto $LG=0.05$, no se cumple el objetivo de una BER de 10^{-12} a medida que aumentamos el número de canales, por lo que deberemos aumentar nuestra ganancia de amplificador y modificar la posición óptima. Lo mismo para este mismo producto LG y un enlace de 200 km. Sin embargo, para un producto $LG=0.1$ (tabla B.6) nuestro enlace sobrepasa los límites de calidad.

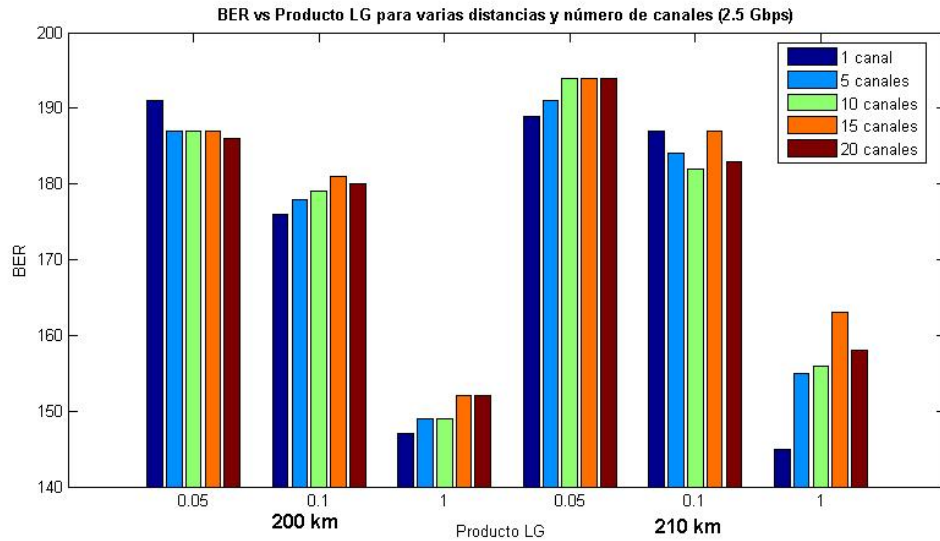


Figura 4.30 – BER vs producto LG para distinto número de canales y distintas longitudes de un enlace a 2.5 Gbps/canal

Para el caso de una velocidad de 10 Gbps, vemos en la gráfica 4.31 que, en general, para los distintos productos LG y distintas distancias, la posición óptima se incrementa. Sin embargo, la variación de distancia llega a ser de hasta 10 km en la mayor parte de los casos, más que con la tasa binaria de 2.5 Gbps. Por lo tanto, nuestro enlace es más sensible respecto a la variación de distancia a medida que aumentamos la velocidad binaria. El mismo razonamiento respecto al alcance de las BER objetivo que se hizo para canales a 2.5 Gbps se puede hacer fijándonos en las tablas B.8 y B.9.

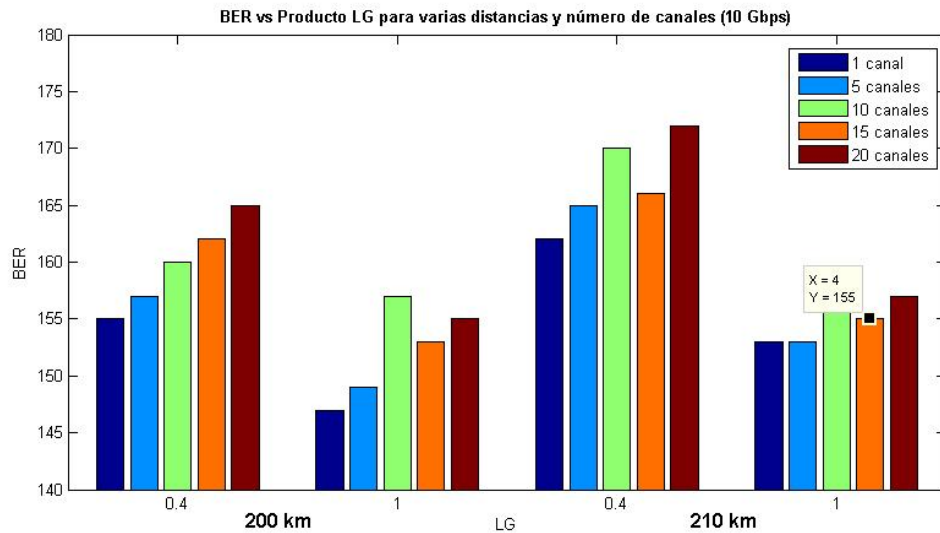


Figura 4.31 – BER vs producto LG para distinto número de canales y distintas longitudes de un enlace a 10 Gbps/canal

Para el cálculo de la penalización de potencia en función del número de canales y la tasa

binaria, se ha tenido que utilizar un esquema de simulación diferente, si no completamente correcto, pero que para el caso de tener una penalización por efectos no lineales pequeña (el cual es nuestro caso como se ha visto anteriormente), los datos son certeros. Este método consiste en colocar un atenuador variable justo antes del receptor. Esto nos permite calcular la BER en función de la potencia recibida de una manera parcialmente rápida en comparación con el método correcto que consiste en ir variando la potencia del emisor, el cual puede tardar días para varios canales.

Las gráficas 4.32 y 4.33, muestran la BER en función de la potencia recibida con este método, y nos sirven para ver la penalización que introducen en el enlace los distintos efectos no lineales. Para el caso del enlace monocanal, como se mencionó anteriormente, el no lineal más significativo es el SPM, sin embargo, dado que la potencia de emisión es muy pequeña, este efecto no será muy penalizante, es más, será despreciable ya que, como se puede ver en la gráfica 4.32, las líneas gris y marrón que dibujan la BER en función de la potencia recibida para un enlace monocanal a 2.5 Gbps con y sin efectos no lineales, se confunden. Sin embargo, al introducir más canales, habrá interferencia entre estos, pese a que se ha utilizado un espaciado suficientemente grande de 100 GHz. Si este espaciado fuera menor, habría más penalización, como se pudo ver en el escenario anterior. Para un enlace multicanal, los efectos no lineales serán más penalizantes, ya que la forma de nuestra señal de datos se verá afectada debido al XPM y al Four-Wave Mixing. Esta mayor penalización se puede apreciar en la gráfica 4.32. Como se ve, ahora sí son distinguibles las líneas que representa la BER en función de la potencia con y sin efectos no lineales, a diferencia de lo que pasaba con el enlace monocanal. Sin embargo, es despreciable, debido al espaciado y a la potencia de emisión utilizada. Para el caso de un enlace funcionando a 10 Gbps/canal, se ha realizado el mismo estudio, el cual se muestra en la gráfica 4.33. Como cabe esperar, la penalización al pasar de un enlace monocanal de 10 Gbps a uno multicanal es mayor, debido al crosstalk, porque a mayor velocidad nuestro espectro óptico será mayor y habrá más interferencia entre los canales. En esta gráfica se pueden observar la penalizaciones que introducen los efectos no lineales, un poco más penalizantes para el caso multicanal, pero despreciables también por los motivos mencionados.

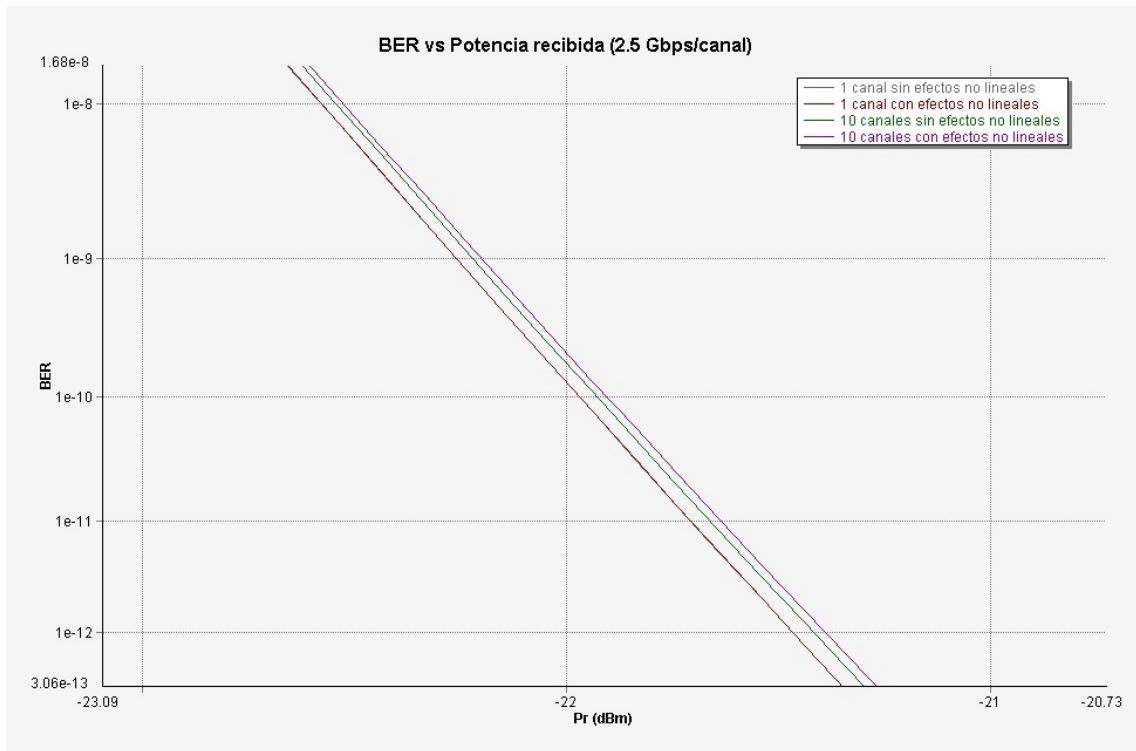


Figura 4.32 – BER vs Potencia recibida para un enlace a 2.5 Gbps con un amplificador EDFA y un producto $LG = 1$. Se observa las penalizaciones en la sensibilidad que producen los efectos no lineales. Es importante prestar atención a la penalización de potencia que se obtiene al pasar de un enlace monocanal a uno multicanal

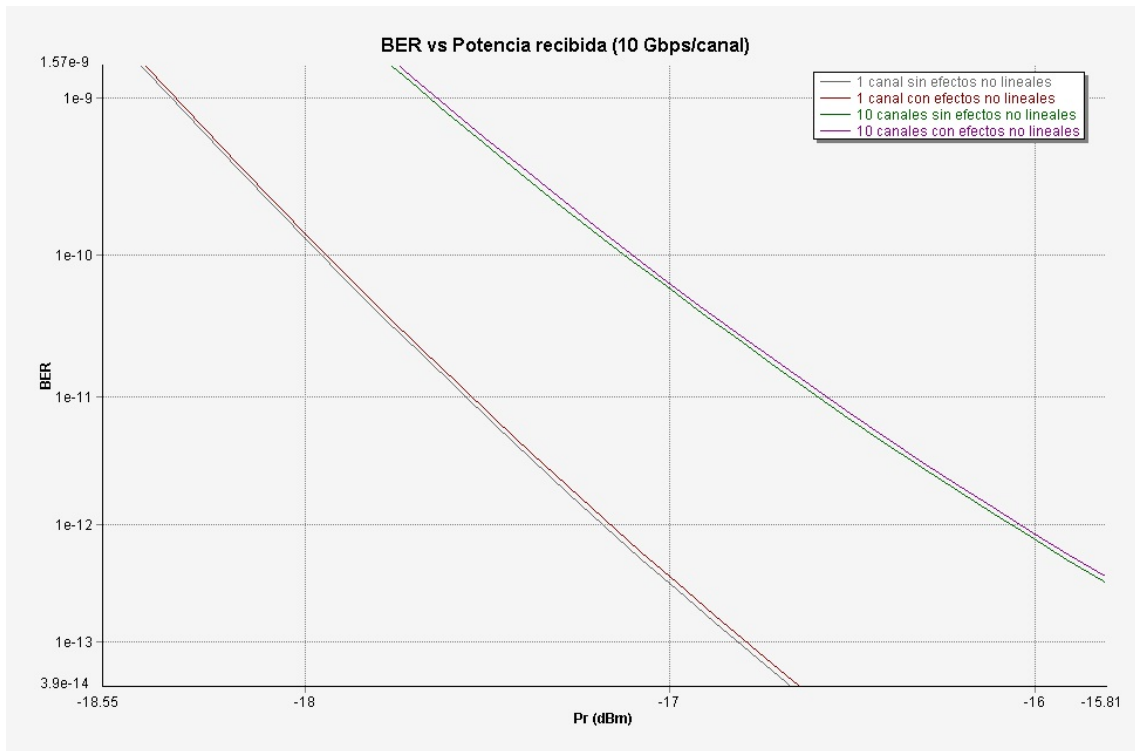


Figura 4.33 – BER vs Potencia recibida para un enlace a 10 Gbps con un amplificador EDFA y un producto $LG = 1$. Se observa las penalizaciones en la sensibilidad que producen los efectos no lineales. Es importante prestar atención a la penalización de potencia que se obtiene al pasar de un enlace monocanal a uno multicanal

Medida 3 (Comparación con una modulación RZ): en esta breve medida, compararemos las características de nuestro enlace a 2.5 Gbps pero con una modulación RZ.

Si comparamos la tabla de la medida 1 para una modulación NRZ (B.1), con la de la modulación RZ que sigue (4.15), vemos cómo para la potencia de emisión elegida (0 dBm), en nuestro enlace monocanal de 2.5 Gbps, la BER es peor para cada producto LG en el caso de la RZ.

Cuadro 4.15 – Posición óptima del amplificador óptico **enlace monocanal a 2.5 Gbps** para una modulación RZ. Se han calculado 100 puntos en un intervalo de 100 km (desde el km 100 al 200 para un enlace de 200 km)

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	0.04	191	24.22	10^{-7}
	0.05	191	25.19	10^{-8}
	0.06	191	25.988	10^{-9}
	0.07	178	24.05	10^{-10}
	0.08	178	24.63	10^{-11}
	0.09	178	25.145	10^{-12}
	0.1	176	25.2	10^{-13}
	0.2	165	26.01	10^{-20}
	0.3	162	27.17	10^{-26}
	0.4	160	28.02	10^{-31}
	0.5	152	27.39	10^{-36}
	0.6	149	27.58	10^{-40}
	0.7	147	27.85	10^{-45}
	0.8	147	28.43	10^{-49}
	0.9	147	28.94	10^{-54}
	1	147	29.4	10^{-57}
	1.5	136	28.96	10^{-70}
	2	134	29.81	10^{-85}
	2.5	134	30.78	10^{-98}
	3	133	31.37	10^{-108}

En las figuras 4.34 y 4.35 comparamos las BER en función del producto LG para ambas modulaciones. Aquí vemos, que para alcanzar nuestras BER objetivo, el amplificador en el caso de la modulación RZ necesita un poco más de potencia. Respecto a las longitudes óptimas, con la modulación NRZ necesitamos poner el amplificador a más distancia del emisor (191 km) en comparación con la RZ (178 km).

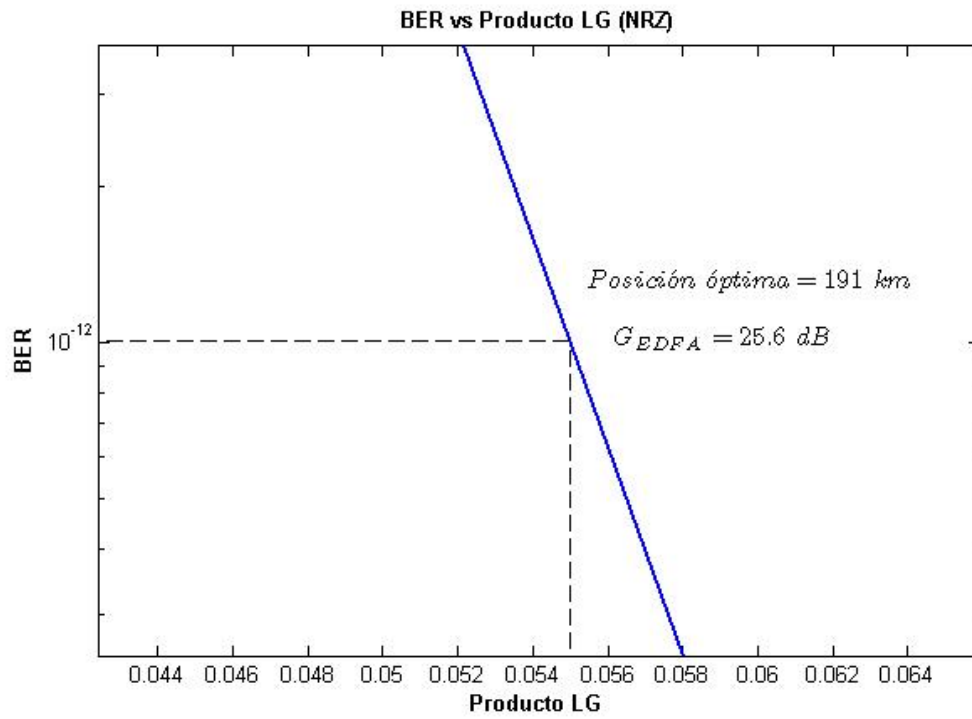


Figura 4.34

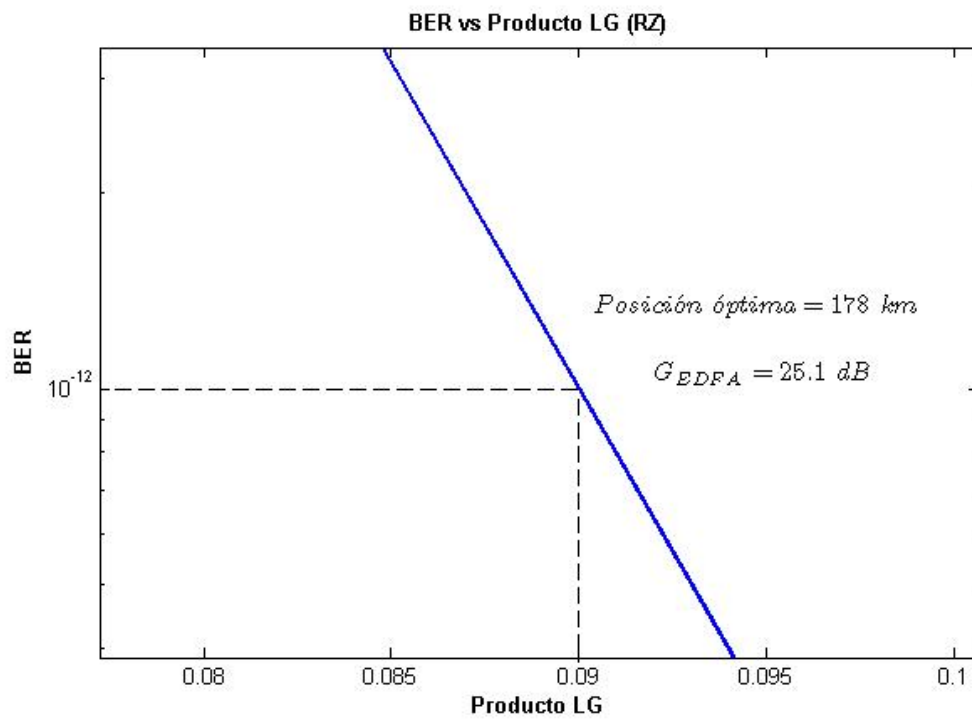


Figura 4.35

4.4. Escenario 4: Enlace óptico con dos amplificadores EDFA

Objetivo: estudiar el posicionamiento óptimo de un segundo amplificador para la configuración del escenario 3, para alargar la longitud de nuestro enlace.

En este escenario, se calculará la longitud óptima para colocar un segundo amplificador para un enlace monocanal y multicanal, tal como se hizo en el escenario anterior, pero fijando la longitud óptima para el primer amplificador. El esquema de montaje se muestra en la figura D.6, donde el segundo AO compensará las pérdidas de la longitud de la sección de fibra que va desde el primer AO a éste. La longitud total del enlace que se quiere simular es de 400 km. Como en la primera etapa de amplificación, la segunda también tendrá un módulo de compensación de pérdidas compuesto por una fibra DCF con las características de la tabla 4.1 y un amplificador EDFA que compensa las pérdidas producidas en la fibra DCF. A diferencia de los desarrollos que se hicieron anteriormente, en el que se estudiaban varios productos LG , aquí se hará únicamente con un producto típico $LG = 1$, en que se compensan todas las pérdidas de la sección de fibra anterior al amplificador. Como cabe esperar, nuestra BER estará mucho más penalizada por la inclusión de ruido ASE en las dos etapas de amplificación, proveniente de 4 EDFA (dos de las etapas de amplificación y dos de los módulos de compensación).

Para aclaración del lector, se ha simulado con la posición óptima del primer amplificador cuando el enlace es monocanal, y para el multicanal, se ha cambiado esta posición óptima a calculada en el escenario anterior. Sin embargo, se ha fijado para las sucesivas medidas en las que se aumenta el número de canales, la posición óptima que nos dio para 5 canales. El procedimiento de simulación es diferente al realizado en los escenarios anteriores: se ha ido subiendo la potencia de emisión manualmente, en vez de automatizarlo y calcularlo para un número elevado de puntos. Se ha hecho así porque el tiempo de simulación era excesivamente elevado cuando se insertaban varios canales, y los recursos hardware del PC donde se ha simulado no eran suficientes.

Los resultados nos arrojan que, para un producto $LG = 1$ y señal WDM con 5 canales a 2.5 Gbps/canal con una potencia de emisión de 0 dBm, la posición óptima es 347 y la BER 10^{-11} . Para el caso de una señal WDM de 10 canales a 2.5 Gbps/canal, la posición óptima es 347 y la BER 10^{-9} . Por lo tanto, como vemos que la BER va disminuyendo en varios órdenes a medida que aumentamos el número de canales, optamos por subir la potencia de transmisión a 1 dBm, para así ver si podemos cumplir los objetivos de BER. Para un enlace monocanal con una tasa binaria de 2.5 Gbps y una potencia de emisión de 1 dBm, nos sale que la distancia óptima es 343 km, y la BER para esta distancia $\cdot 10^{-17}$ (con una potencia de emisión de 0 dBm la posición óptima es 343 km y la BER $\cdot 10^{-13}$). Sin embargo, cuando se aumenta el número de canales a 10 para este último valor de potencia de emisión, nos sale que para un enlace con 10 canales, la BER es peor que 10^{-12} . Por consiguiente, debemos de introducir un margen de error alto para que cuando insertemos varios canales, cumplamos los requisitos de calidad. Aumentamos la potencia de transmisión a 1,76 dBm, que para un enlace monocanal nos sale una posición óptima de 343 km y una BER $\cdot 10^{-20}$. Para un enlace con diez canales la posición óptima es la misma que para las potencias de emisión anteriores 347, con una BER de $\cdot 10^{-13}$. En la tabla 4.16 se puede ver un resumen de los datos.

Como se puede ver, para un enlace monocanal y multicanal, la posición óptima es prácticamente independiente de la potencia de emisión para las tasas binarias de 2,5 y 10 Gbps y, al aumentar el número de canales, la distancia óptima se incrementa.

Cuadro 4.16 – Posición óptima de un segundo amplificador óptico para un producto LG=1 en un enlace a 2.5 Gbps/canal. La distancia está medida respecto al emisor.

Potencia de emisión	Número de canales	Posición óptima (km)	BER
0 dBm	1	343 <i>km</i>	10^{-13}
0 dBm	5	347 <i>km</i>	10^{-11}
0 dBm	10	347 <i>km</i>	10^{-9}
1 dBm	1	343 <i>km</i>	10^{-17}
1 dBm	10	347 <i>km</i>	$< 10^{-12}$
1.76 dBm	1	343 <i>km</i>	10^{-20}
1.76 dBm	10	347 <i>km</i>	10^{-13}

Para el caso de aumentar la velocidad binaria a 10 Gbps por canal, se observa que la calidad del enlace empeora considerablemente para las potencias que se habían utilizado para el de 2.5, no cumpliéndose los requisitos de calidad respecto a la BER objetivo. Por consiguiente, deberemos jugar con productos LG superiores, así como potencias de emisión más altas, a fin de poder conseguir una calidad aceptable. Sin embargo, por mucho que aumentemos la potencia de emisión y el productos LG, como se ve en la tabla 4.17, al aumentar el número de canales no alcanzamos los requisitos de BER. Por lo tanto, habría que estudiar la inclusión de otro AO en el enlace de 400 km a fin de cumplir los requisitos de calidad.

Cuadro 4.17 – Posición óptima de un segundo amplificador óptico en un enlace a 10 Gbps/canal. La distancia está medida respecto al emisor.

Potencia de emisión	Número de canales	Producto LG	Posición óptima (km)	BER
0 dBm	1	1	329 <i>km</i>	10^{-4}
1 dBm	1	1	328 <i>km</i>	10^{-4}
1.76 dBm	1	1	328 <i>km</i>	10^{-5}
3 dBm	1	1	328 <i>km</i>	10^{-7}
0 dBm	1	2	320 <i>km</i>	10^{-5}
1 dBm	1	2	320 <i>km</i>	10^{-6}
1.76 dBm	1	2	320 <i>km</i>	10^{-7}
3 dBm	1	2	320 <i>km</i>	10^{-9}
3 dBm	5	2	326 <i>km</i>	10^{-6}
3 dBm	5	3	321 <i>km</i>	10^{-7}
4.77 dBm	5	2	326 <i>km</i>	10^{-8}
4.77 dBm	5	3	321 <i>km</i>	10^{-9}

En comportamiento para el segundo amplificador respecto al posicionamiento óptimo al aumentar el producto LG en el enlace de 10 Gbps, como se ve, es el mismo que en el caso de un AO. A medida que aumenta el producto LG, se la distancia que marca la posición óptima respecto de la fuente es menor.

En la gráfica 4.36, se puede ver la BER en función de la potencia recibida en el receptor para la configuración citada. Es de mencionar, que la sensibilidad en esta configuración para el caso de un enlace a 2.5 Gbps es peor. Esto se puede ver comparando la figura 4.32) con la 4.36, donde para el caso de un amplificador y un enlace monocanal se necesitaban -21.5 dBm para la BER de 10^{-12} , mientras que para el de dos amplificadores se necesita -19.5 dBm (1

dB más). Así mismo, la penalización de potencia con dos EDFA al aumentar el número de canales es mayor en el escenario anterior (ver figura 4.32). Este incremento de la penalización en la sensibilidad del receptor se debe a:

1. El incremento de ruido ASE al haber más amplificadores (4 contando con los del los módulos compensadores de dispersión)
2. Los amplificadores se saturan y entregan menos potencia, debido al aumento del número de canales más el propio ruido EDFA que satura los amplificadores posteriores.

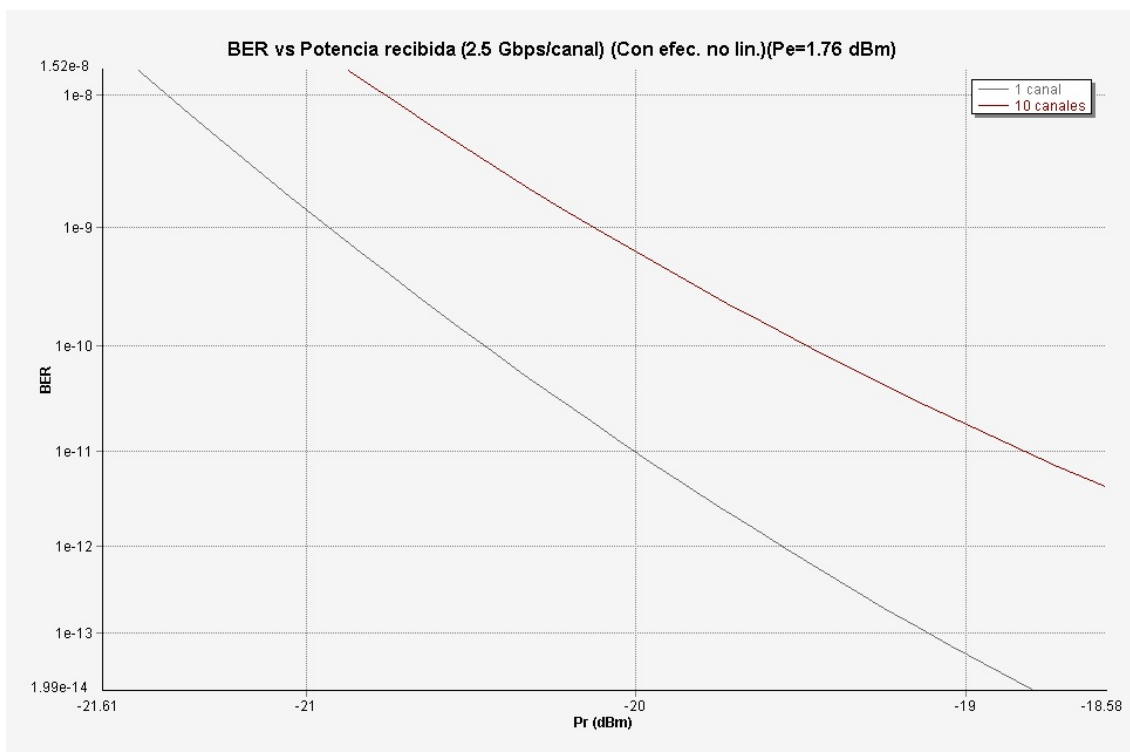


Figura 4.36 – BER vs Potencia recibida para el enlace con 2 EDFAs y una velocidad binaria de **2.5 Gbps/canal**. Se ha simulado con efectos no lineales.

Capítulo 5

CONCLUSIONES

En la medida uno del escenario uno, se pretendió mostrar la importancia de la dispersión intramodal en un enlace monocanal, y cómo ésta se debe tratar, ya que es el factor más limitante en un enlace de fibra óptica, como se pudo ver. Éste causará el ensanchamiento de nuestro pulso recibido y por tanto la interferencia entre símbolos. Por eso, a la hora de desarrollar los siguientes escenarios, nos hemos intentado abstraer de este problema colocando un compensador de dispersión.

En la medida uno del escenario dos mostramos cómo si la fibra tenía una dispersión muy baja, como era el caso de nuestra fibra DSF, la dispersión no era un factor limitante. Por eso se hizo la comparativa con una fibra estándar con $16 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$ junto con un módulo compensador de dispersión. Los resultados mostraron que esta segunda configuración era más limitante respecto a la distancia máxima que se podía conseguir, puesto que este módulo tenía grandes pérdidas que debían ser compensadas con un EDFA, el cual introducía ruido y degradaba la SNR en el receptor. Se vio que con una tasa de 10 Gbps para una modulación NRZ, al pasar del esquema de fibra DSF al del módulo compensador, la penalización en distancia era mayor que cambiando de configuración con una tasa binaria de 2.5 Gbps. Para una modulación RZ era la misma penalización para ambas tasas. También se vio que la configuración RZ tiene mejor sensibilidad.

En la medida dos se quiso hacer un estudio de la implementación de un sistema WDM en el enlace de 96.8 km de la medida 1, el cual está optimizado para alcanzar una BER de 10^{-9} con un enlace monocanal a 2.5 Gbps, y que contiene un módulo compensador de dispersión. Primero se hizo hincapié en mostrar la importancia que tienen los efectos no lineales en el enlace, pero que estos dependían enormemente del espaciado que se escogiese entre los canales. Se siguió en la medida 2.1 con un análisis de la BER en función de la potencia de emisión para las modulaciones NRZ y RZ y para varios espaciados entre canales, viéndose cómo la modulación RZ presenta una ventaja respecto a la potencia media de emisión, equivalente a la cuarta parte de la potencia de pico. A continuación, en las medidas 2.2 y 2.3 se estudió cómo afecta el espaciado entre canales con dos filtros ópticos con el mismo ancho de banda, pero con bandas de transición diferentes: una más abrupta y otra más suave. Se llegó a la conclusión de que éste es un factor muy importante a la hora de implementar DWDM, puesto que afecta la distancia mínima a la que se pueden colocar los distintos canales. La distancia mínima pasaba de 10 GHz a 15 GHz, al pasar de un filtro óptico con una banda de transición más abrupta a una más suave. Así mismo se vio cómo había un salto en la sensibilidad del receptor desde el espaciado mínimo al siguiente espaciado y cómo a partir de aquí la sensibilidad era muy

parecida para incrementos en el espaciado. Este escenario citado, pretendió dejar claro cómo, a partir del espaciado entre canales con el que trabajamos, y la potencia de emisión utilizada en los siguientes escenarios, los efectos no lineales no son significativos.

El escenario tres, el más importante y el objetivo de este proyecto, muestra cómo afecta la posición del EDFA respecto a la BER para varios posicionamientos del amplificador en un enlace de 200, 210, 220 y 230 km. Se ha demostrado, a través del escenario 2, cómo la potencia de emisión no provoca una penalización significativa bajo las condiciones de trabajo que se han utilizado. El punto de partida ha sido un enlace monocanal con modulación NRZ a 2.5 Gbps, seguido de otro estudio a 10 Gbps. En estos se ha visto cómo la posición óptima del EDFA en el enlace tiene una tendencia hiperbólica a medida que se aumenta el producto LG, para las dos velocidades de transmisión elegidas. Y cómo, al aumentar las velocidades de transmisión, la posición óptima se veía modificada.

A continuación se ha procedido al mismo estudio, pero para la inserción de varios canales (WDM). Se ha demostrado que, pese a que aumentemos el número de canales, debido a la potencia de emisión utilizada, nuestra penalización por efectos no lineales sigue siendo despreciable. La variación del posicionamiento óptimo cuando hemos insertado más canales, ha variado y, salvo excepciones (que habría que estudiar más a fondo), se ha incrementado ligeramente el posicionamiento óptimo. Se ha visto cómo, para una señal WDM, cuando hemos aumentado la tasa binaria de 2.5 a 10 Gbps, ha habido una penalización en la sensibilidad del receptor para alcanzar las BER objetivo.

Posteriormente se ha realizado una tercera medida, en la que se ha comparado si la posición óptima variaba al utilizar una modulación RZ y se ha visto que la BER disminuía. Por lo tanto, habría que aumentar el producto LG y, desde este punto de vista, sí hay que variar la posición del EDFA, al variar este producto.

Ya por último, en el escenario 4, se ha realizado un breve estudio de un enlace de 400 km con dos amplificadores EDFA. Se ha calculado la posición óptima para un producto $LG=1$ en el caso de una tasa binaria de 2.5 Gbps, puesto que nos permitía alcanzar una BER de 10^{-12} y así cumplir los requisitos de calidad. Con este enlace, se ha visto la penalización en la sensibilidad del receptor al variar el número de canales, y se ha observado que está mucho más penalizado que en el caso de un sólo amplificador debido a la saturación de los amplificadores y al ruido ASE. A continuación, se ha estudiado el mismo enlace pero para una velocidad de 10 Gbps, y hemos visto que no éramos capaces de cumplir los requisitos de calidad.

Por lo tanto, queda demostrada la importancia de la colocación de un amplificador EDFA en una posición correcta en el enlace para el correcto funcionamiento de éste.

Apéndice A

PROPIEDADES FUNDAMENTALES

A.1. Transition cross section

A.1.1. Introducción

Un modelado preciso de los amplificadores de fibra dopada con Erblio es necesario para su diseño y análisis de rendimiento. Para ello se requiere el conocimiento de varios parámetros para tener una precisión alta, en particular, el espectro cross-section de emisión del Er^{3+} en el compuesto en el que está bajo estudio. Por ejemplo, para predecir una ganancia de 5 dB a lo largo de la banda C, el error no debe exceder de 3 %. Calibrar un espectro de emisión a este nivel de precisión es difícil. Unos pocos métodos experimentales directos e indirectos están disponibles, incluyendo la relación Fuchtbauer-Ladeberg (FL), los coeficientes A y B de Einstein, la relación exacta de McCumber (EMC) y el método aproximado de McCumber (AMC). La asunción implícita de las relaciones de Einstein y las de FL no son muy exactas para iones de tierras raras, y consecuentemente, su exactitud para en las relaciones de los cross-sections de emisión y absorción es típicamente baja. Por ejemplo, en general, la relación FL sobreestima el pico del cross-section de emisión, hasta el 50 %. La relación EMC apenas se usa porque requiere conocer las energías de los subniveles $I_{15/2}$ y $I_{13/2}$ de E^3+ , de dependen del medio dopado y son difíciles de medir.

Este apéndice se centrará en explicar dos de las relaciones más famosas: los coeficientes de Einstein y la teoría de McCumber.

El parámetro *cross section* cuantifica la probabilidad de un ión de absorber o emitir luz [8], esto es, teniendo un flujo de fotones que atraviesan una sección de fibra, la probabilidad de que un ión absorba o emita un fotón y pase de un estado energético a otro (E_1 a E_2 en el caso de absorción y de E_2 a E_1 en el de emisión) se representa por σ_{12} (absorbtion cross section) y σ_{21} (emission cross section), respectivamente. La dimensión de *cross section* es de área.

Dada una intensidad I que atraviesa una sección de fibra, el número de tasa de iones absorbidos es:

$$N_{abs} = \sigma_{12} \frac{I}{h\omega} = \sigma_{12} \Phi(\omega) \quad (A.1)$$

El mismo razonamiento es aplicable para el número de fotones emitidos.

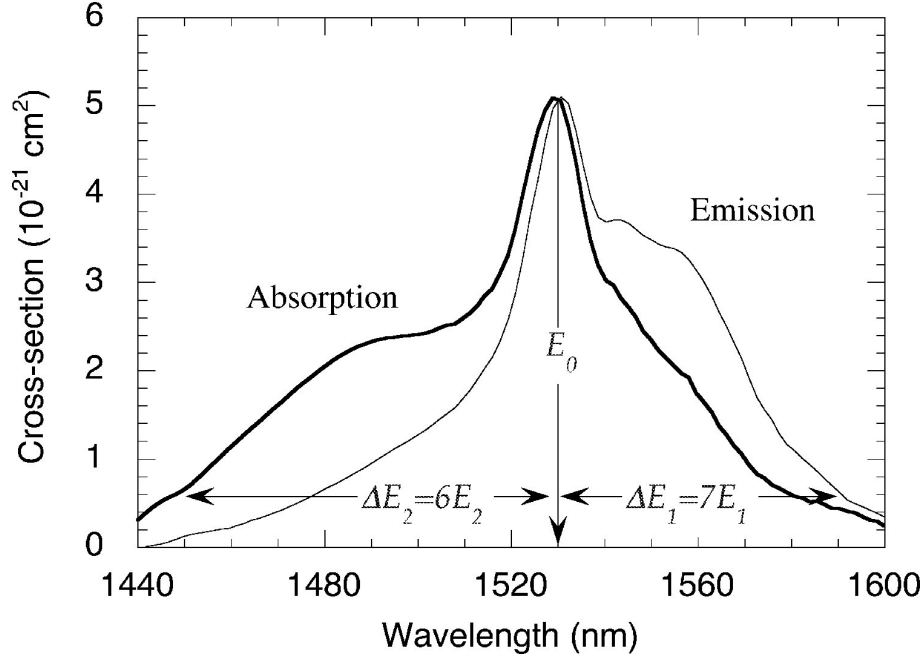


Figura A.1 – Espectro típico del cross-section de absorción y de emisión de una fibra dopada con Erblio [13]

En el caso de tener una población N_2 (excited state) y de N_1 (ground state), la tasa de iones absorbidos es:

$$N_{abs} = N_1 \sigma_{12} \frac{I}{h\omega} \quad (\text{A.2})$$

Por lo tanto, siguiendo con la misma intensidad I que atraviesa una sección de fibra dopada, el incremento de energía a la salida de la sección es [8]

$$\Delta P_{inc} = (N_2 \sigma_{21} - N_1 \sigma_{12}) I \quad (\text{A.3})$$

y la cantidad de energía absorbida por el medio es la cantidad opuesta $\Delta P_{abs} = -\Delta P_{inc}$.

Las probabilidades de absorción y de emisión son proporcionales a la intensidad, no a la potencia. De esta manera, cuanto más pequeña es el área sobre la que I se concentra, la probabilidad de absorción o emisión es mayor [8].

Para estados no degenerativos, el *absorption and emission cross section* es igual: $\sigma_{21} = \sigma_{12}$ [8]. Sin embargo, en los casos de fibras dopadas con tierras raras, los cross sections de emisión y absorción suelen ser diferentes, debido a que los dos estados energéticos utilizados para la amplificación son en realidad una combinación de subniveles, cuya población depende de la distribución térmica. Así pues, los cross section se suelen especificar a una frecuencia particular junto a su ancho de banda de transición.

Para el caso de estados degenerativos, los cross section de absorción y de emisión a una frecuencia particular sólo serán iguales en el caso de que los distintos subniveles de cada estado energético estén igual de poblados o las fuerzas de transición entre cualquiera de ellos sean igual.

A.1.2. Teoría de Einstein y relación de Ladenburg-Fuchtbauer

Si se considera un sistema de dos niveles energéticos E_1 y E_2 , con degeneraciones g_1 y g_2 , respectivamente, bajo la suposición de que los subniveles de cada nivel energético tienen igual población o que, la fuerza de transición entre cualquiera de ellos es igual, los coeficientes de Einstein se pueden expresar como [8]:

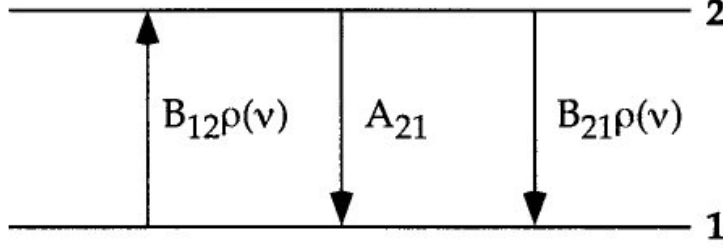


Figura A.2 – Tasa de Absorción y de Emisión. $B_{12}\rho(\nu)$ corresponde a la tasa de absorción, $B_{21}\rho(\nu)$ es la tasa de emisión estimulada y A_{21} es la de emisión espontánea [8].

$$W_{12} = \left(\frac{dN_2}{dt} \right)_{abs} = B_{12}\rho(\nu)N_1 \quad (\text{A.4})$$

$$W_{21} = \left(\frac{dN_2}{dt} \right)_{emis} = -(A_{21} + B_{21}\rho(\nu))N_2 \quad (\text{A.5})$$

Con N_1 y N_2 representando las poblaciones de iones en los niveles energéticos uno y dos, y $\rho(\nu)$ la densidad del flujo de fotones, cuyas unidades son número de fotones por unidad de volumen por unidad de ancho de banda. B_{12} y B_{21} tiene dimensiones de superficie x frecuencia/(fotones x tiempo) [14].

Si el nivel E_2 puede decaer sólo por emisión radiativa al nivel E_1 , entonces A_{21} debe ser el recíproco del *spontaneous radiative lifetime* del nivel E_2 [14].

$$A_{21} = \frac{1}{\tau_{spon}} \quad (\text{A.6})$$

(Si los iones en el nivel E_2 pueden decaer a varios niveles más bajos, entonces la relación matemática general más usada es $1/t_{spon} = \sum_i A_{2i}$ [14].)

En la figura A.2 se pueden observar las transiciones correspondientes a los coeficientes de Einstein.

Para el caso de un sistema con degeneración con niveles g_1 y g_2 para los niveles E_1 y E_2 , respectivamente, las tasas de absorción y de emisión serían las siguientes [8]:

$$\left(\frac{dN_2}{dt} \right)_{abs} = \sum_{m_1, m_2} R(m_1, m_2)N_{m_1} \quad (\text{A.7})$$

$$\left(\frac{dN_2}{dt} \right)_{emi} = - \sum_{m_1, m_2} (A(m_1, m_2) + R(m_1, m_2))N_{m_2} \quad (\text{A.8})$$

Donde N_{m_1} y N_{m_2} representan la población de iones de la subcapa m correspondiente al nivel energético E_1 y E_2 , respectivamente.

Se puede deducir que, si los subniveles en cada estado están igualmente poblados, entonces [8]:

$$g_1 B_{12} = g_2 B_{21} \quad (\text{A.9})$$

y que:

$$A_{21} = \frac{8\pi h}{\lambda^3} B_{21} \quad (\text{A.10})$$

Donde λ es la longitud de onda de transición.

Relación entre los coeficientes de Einstein y el absorbtion cross section

Para un rayo que se propaga en la dirección z, el coeficiente de absorción se define como [14]

$$\frac{1}{I(\nu)} I(\nu) = -\alpha(\nu) \quad (\text{A.11})$$

El *absorbtion cross section* se define como

$$\alpha(\nu) = n_1 \sigma_a \quad (\text{A.12})$$

donde n_1 es la densidad volumétrica de iones

En la mayoría de los casos, la dependencia de los procesos de absorción y emisión con la frecuencia son importantes. Por ello, es frecuente expresar estas dependencias con un *lineshape function* $g(\nu)$ normalizado.

Para relacionar los coeficientes B con el absorbtion cross section, necesitamos definirlos para una radiación dirigida monocromática. Consideramos el caso de un campo monocromático e isotrópico y definimos la tasa de absorción inducida debido a la radiación en el rango de frecuencia que va desde f a $f + df$ como

$$w_{12} = b_{12}(f) N_1 \rho(f) df \quad (\text{A.13})$$

donde $\rho(f)df$ es la energía por unidad de volumen en el rango $f + df$.

Considerando ρ constante en el rango de frecuencias de la transición del nivel 1 al 2 ρ_f , se puede deducir la siguiente relación:

$$b_{12} = B_{12} g(\nu) \quad (\text{A.14})$$

Para un rayo de luz direccional cuasi-monocromático, la intensidad se puede expresar en términos de ρ_f como

$$I(f) = i(f) df = c \rho_f df \quad (\text{A.15})$$

donde $i(f)$ es la intensidad espectral.

La diferencia de potencia entre la potencia de salida de la sección de fibra de la figura A.3 y la potencia de entrada es la potencia absorbida por los iones N_1 y vale

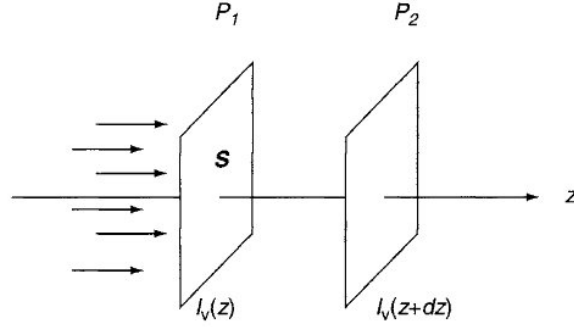


Figura A.3 – El rayo de luz propagándose a través de una colección de iones pierde intensidad debido al efecto de absorción [4]

$$\Delta P = 2\pi h\nu B_{12}g(\nu)\rho(\nu)df N_1 \quad (\text{A.16})$$

Tomando $N_1 = n_1 A \Delta z$ y utilizando A.16, A.15 y A.11 encontramos que:

$$\frac{1}{i(\nu)} i(\nu) = -2\pi h\nu n_1 B_{12}g(\nu)/c \quad (\text{A.17})$$

De donde finalmente obtenemos la expresión que relaciona los coeficientes B de Newton con el cross section utilizando A.12

$$\sigma_a(\nu) = h\nu B_{12}g(\nu)/c = \frac{h}{\lambda} B_{12}g(\nu) \quad (\text{A.18})$$

Usando las ecuaciones A.9 y A.10 podemos expresar los cross sections en términos del coeficiente A [14]:

$$\sigma_a = \frac{1}{4} \left(\frac{g_2}{g_1} \right) \lambda^2 g(\nu) A_{21} \quad (\text{A.19})$$

Análogamente a como lo hemos desarrollado la relación para el cross section de absorción, también lo hacemos para el de emisión, llegando a la misma fórmula:

$$\sigma_e(\nu) = h\nu B_{21}g(\nu)/c = \frac{h}{\lambda} B_{21}g(\nu) \quad (\text{A.20})$$

Integrando y dividiendo las ecuaciones A.18 y A.20 llegamos a la siguiente relación [8]

$$g_1 \int \sigma_{12}(\nu) d\nu = g_2 \int \sigma_{21}(\nu) d\nu \quad (\text{A.21})$$

De las ecuaciones anteriores, podemos deducir el radiative lifetime de A_{21} correspondiente a la emisión espontánea.

$$\frac{1}{\tau_{21}} = A_{21} = \frac{8\pi}{\lambda^2} \int \sigma_{21}(\nu) d\nu = \frac{8\pi}{\lambda^2} \frac{g_1}{g_2} \int \sigma_{12}(\nu) d\nu \quad (\text{A.22})$$

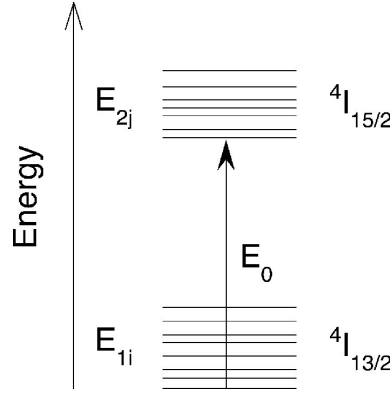


Figura A.4 – Diagrama de los subniveles Stark de los dos niveles energéticos más bajos del Er^{3+} [13]

A.1.3. Teoría de McCumber

Existe otra relación teórica entre los cross section de emisión y de absorción que fue desarrollada por McCumber.

Como se ilustra en la figura A.4, el ground state $I_{15/2}$ del Er^{3+} está formado por 8 subniveles de energía E_{1j} , y el estado de excitación $I_{13/2}$ por siete subniveles de energía E_{2j} . La relación de McCumber afirma que el cross-section de absorción y de emisión σ_a y σ_e , respectivamente, entre este conjunto de subniveles está relacionado por

$$\sigma_e(\nu) = \sigma_a(\nu) \exp\left(\varepsilon - \frac{h\nu}{kT}\right) \quad (\text{A.23})$$

donde k es la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta, y ν la frecuencia óptica. El parámetro ε se define como

$$\exp\left(\frac{\varepsilon}{kT}\right) = \frac{\sum_{j=1}^8 \exp\left(-\frac{E_{1j}}{kT}\right)}{\sum_{j=1}^7 \exp\left(-\frac{E_{2j}}{kT}\right)} \exp\left(\frac{E_0}{kT}\right) = K \exp\left(\frac{E_0}{kT}\right) \quad (\text{A.24})$$

donde $E_0 = E_{21} - E_{11}$ [13].

El análisis de McCumber provee una relación adicional que enlaza el lifetime radiativo y el cross-section de emisión [8]. El cross-section de la emisión estimulada se puede sacar a partir de la medida del lifetime radiativo de $I_{13/2}$ y del $I_{13/2} \rightarrow I_{15/2}$ espectro de emisión corregido para la dependencia de longitud de onda de la sensibilidad del instrumento de medida[7].

$$\frac{1}{\tau_{21}} = \int S(\nu) d\nu = \frac{8\pi n^2}{c^2} \int \nu^2 \sigma_{21}(\nu) d\nu \quad (\text{A.25})$$

donde ν es la frecuencia del fotón, n es el índice de refracción del material que se dopa. y c es la velocidad de la luz. El espectro de luminiscencia es proporcional a $S(\nu)$, que se define como la tasa de emisión espontánea (fotones/segundo) por hercio integrado sobre todos los ángulos del sólido y sumado para ambas polarizaciones.

En la figura A.5 vemos los cross-section medidos y calculados con la relación de McCumber para una fibra dopada con Erblio.

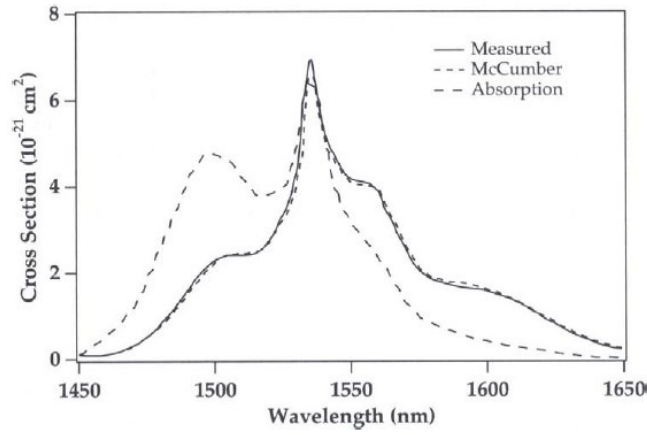


Figura A.5 – Comparación de la forma del stimulated cross section de emisión medido con el calculado a partir de cross-section de absorción usando la teoría de McCumber, para Er^{3+} $I_{15/2} \leftrightarrow I_{13/2}$ [8]

A.2. Lifetimes

El lifetime de un nivel es inversamente proporcional a la probabilidad por unidad de tiempo de la salida de un ión de su nivel de excitación. La disminución de la población en un nivel dado, para un conjunto de iones excitados, disminuye por tanto exponencialmente con una constante de tiempo igual al lifetime. Cuando hay varios caminos para que la población pueda disminuir, la probabilidad total será la suma de las probabilidades individuales para cada camino. También se pueden asignar lifetimes individuales a cada camino. Normalmente el lifetime para un nivel dado de un elemento de tierra rara se calcula a partir de dos caminos, el radiativo y el no radiativo [8]

Para ilustrar esto veamos un ejemplo: supongamos que tenemos un ion que tiene dos niveles energéticos de excitación. Utilizando una técnica de análisis de fluorescencia, excitamos los iones al nivel energético E_2 de la figura. Suponemos que el nivel 2 tiene una población inicial de iones ΔN_2 conseguida a través de una irradiación previa con la técnica citada anteriormente. A continuación se quita la fuente de irradiación y consecuentemente, todos los iones empezarán a volver al estado de reposo E_1 bien emitiendo un fotón o abandonando su energía interna sin producir uno. Hay cientos de procesos diferentes, pero por simplicidad, se asignan las tasas K_{ij} para representar el decaimiento causado por las colisiones [15].

Así, el estado 2 obedece a la siguiente ecuación diferencial [15]:

$$\frac{dN_2}{dt} = -(A_{20} + A_{21})N_2 - (K_{20} + K_{21})N_2 = -(A_2 + K_2)N_2 \quad (\text{A.26})$$

donde

$$A_2 = A_{20} + A_{21} + \dots \text{otras emisiones radiativas que se originan en el estado 2.} \quad (\text{A.27})$$

$$K_2 = K_{20} + K_{21} + \dots \text{otros caminos de desactivación por colisión.} \quad (\text{A.28})$$

En la ecuación A.26 se ha supuesto que la excitación es suficientemente débil como para que cualquier radiación resultante sea no provoque absorción y emisión estimulada. Por consiguiente, la solución a la anterior ecuación diferencial es:

$$N_2 = \Delta N_2 \exp[-(A_2 + K_2)t] = \Delta N_2 \exp(-\frac{1}{\tau_2}) \quad (\text{A.29})$$

donde τ_2 es el lifetime total, igual a la suma de $\tau_r = \frac{1}{A_2}$ (lifetime radiativo), y $\tau_{nr} = \frac{1}{K_2}$ (lifetime no radiativo).

Así pues, podemos escribir la ecuación genérica del lifetime para cada estado de excitación como:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_{nr}} \quad (\text{A.30})$$

A.3. Anchos de línea y ensanchamientos

El ancho de línea de una transición contiene contribuciones de varios procesos. Para una transición entre dos autoestados (*eigenstates* en inglés) de un ión de tierra rara, el ancho de línea de ésta contiene contribuciones homogéneas y no homogéneas. La ensanchamiento homogéneo, o natural, proviene del lifetime y del tiempo de desfase del estado, el cual depende de procesos radiativos y no radiativos. Cuanto mayor es el lifetime o el tiempo de desfase, más ancho es el estado. Para una transición ensanchada homogéneamente, una longitud de onda dada interactuará con todos los iones con igual probabilidad. Así, cualquier longitud de onda de bombeo producirá el mismo espectro de ganancia y cualquier longitud de onda de señal podrá saturar la banda entera. El ensanchamiento no homogéneo es una medida de diferentes localizaciones en las cuales los iones pueden estar situados. Con variaciones en el ambiente local de ión, habrá desplazamientos de los niveles de energía de éste, y la fluorescencia o la absorción observada de esta colección de iones se verá deformada por el ensanchamiento no homogéneo. Una línea no homogénea es por tanto una superposición de un conjunto de líneas homogéneas. Las contribuciones relativas de cada mecanismo tienen implicaciones importantes, y el interés en comprenderlos ha sido de considerable interés [6] [8]. En la figura A.6 se puede observar la contribución de los procesos homogéneos en la anchura de las líneas espectrales que tienen lugar en la fibra en comparación con los de la estructura definida del cristal.

Dependiendo de si existe ensanchamiento homogéneo o no homogéneo, el espectro en régimen de saturación será diferente. En el caso no homogéneo, cuando la señal se sature, aparecerá un agujero en el espectro [8].

Otro proceso de ensanchamiento es el la división de los niveles energéticos debido al efecto Stark. Cuando estos niveles están ensanchados y el centro de sus transiciones entre diferentes niveles Stark difieren en poca energía, las líneas de transición se solapan y parecen formar una transición larga con una subestructura claramente visible. En general, cuanto más largo es el número de componentes Stark, más ancha será la división del nivel y más larga será la anchura de la transición entre los niveles. Si la redistribución de la población entre los niveles Stark es lo suficientemente rápida (i.e., más rápida que la escala de tiempo sobre la cual la señal de luz de interés interactúa sobre el ión), entonces la transición entera tomará un carácter de ensanchamiento homogéneo. Estos es, la saturación de una transición entre dos niveles Stark, satura las transiciones entre los otros subniveles Stark de los niveles [8].

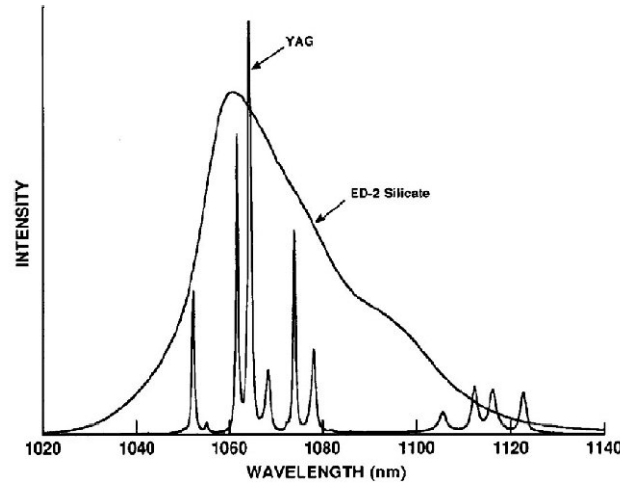


Figura A.6 – Comparación del espectro de emisión de fibras de silicato dopadas con Nd^{3+} -YAG y Nd^{3+} ED⁻² [6]

El carácter exacto del ensanchamiento de línea de las transición ${}^4I_{13/2} \leftrightarrow {}^4I_{15/2}$ es importante en términos de su impacto en la curva de ganancia, especialmente en lo que se refiere al comportamiento de la ganancia en régimen de saturación. En presencia de ensanchamiento homogéneo, una señal suficientemente potente puede extraer toda la energía almacenada en el amplificador, mientras que para un amplificador ensanchado no homogéneamente sólo la energía almacenada en la colección de iones que interactúa con la radiación incidente puede ser extraída. Así, los amplificadores ensanchados homogéneamente son más eficientes a la hora de proporcionar energía a la señal (lo mismo pasa en los láseres) que los ensanchados no homogéneamente. Por otro lado, un amplificador ensanchado homogéneamente usado en un sistema WDM es muy susceptible cuando se añaden y se quitan canales, en eso de que afectará a la ganancia y extracción de energía de los otros canales y puede haber saturación y crosstalk. Esto es debido a que todos los canales están enlazados, ya que interactúan con la misma línea ensanchada homogéneamente y por lo tanto pueden perturbar el espectro de ganancia. En el caso de los amplificadores ensanchados no homogéneamente habrá poca interacción entre las señales en un sistema WDM, y si las longitudes de onda están separadas los suficiente pueden propagarse casi independientemente. En contra, la eficiencia de los láseres y los amplificadores de potencia será pequeña. La señal de los láseres también se ve afectada, ya que la saturación en longitudes de onda específicas distorsionará el espectro de ganancia en un sistema no homogéneo. Cualquier diferencia en la ganancia será acumulativa con el número de amplificadores y puede dar lugar a diferentes características en los sistemas para propagaciones de larga distancia [6] [8].

A.3.1. Procesos de ensanchamiento homogéneos y no homogéneos

lifetime Broadening

Una forma de obtener una descripción matemática de la forma de línea (*line shape* en inglés) para la situación descrita en A.2 es analizar el espectro de la transformada de fourier de la transición ν_{21} . Este análisis nos proporciona el siguiente *lineshape*:

$$g(\nu) = \frac{\nu}{2\pi[(\nu_0 - \nu)^2 + (\Delta\nu/2)^2]} \quad (\text{A.31})$$

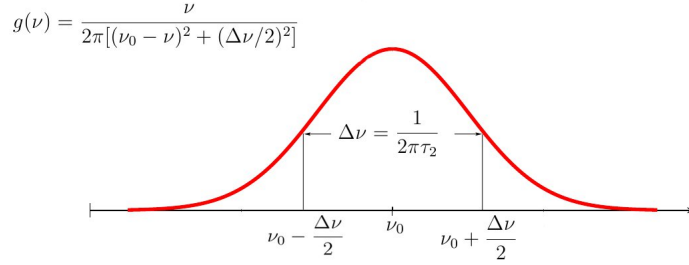


Figura A.7 – line shape de la transición $1 \rightarrow 2$ correspondiente al lifetime

En A.31, la anchura de la transición de la línea $2 \rightarrow 1$ está relacionada con la tasa de decaimiento del estado 2 por $2\pi\Delta\nu\tau_2 \simeq 1$.

Las mismas consideraciones de antes se deben de aplicar ahora al estado 1; Éste tiene una tasa de decaimiento no nula igual a $\frac{1}{\tau_1}$.

Consecuentemente, la anchura de la transición entre estos dos estados cuánticos está determinada por ambos lifetimes,

$$\Delta\nu = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right) \quad (\text{A.32})$$

Si se desprecian los procesos de decaimiento que no son radiativos, la anchura mínima de una línea espectral de una transición óptica $\delta\omega_{ij}$ de un ión de tierra rara es [9]:

$$\delta\omega_{ij} = A_i + A_j \quad (\text{A.33})$$

A este proceso se le denomina *ensanchamiento natural*. Los otros procesos que contribuyen a aumentar el ancho de línea se detallan en esta sección y se resumen en la tabla A.1.

Dephasing broadening

En un cuerpo en estado sólido el desfase es causado por vibraciones de alta frecuencia en la estructura. El efecto producido en el ancho de línea es dependiente de la temperatura y se llama ensanchamiento por efecto fonón (*phonon broadening* en inglés). Así, la contribución en el ancho de línea es $\nu_{col} = \frac{1}{T_{2,ij}}$, donde $T_{2,ij}$ es el tiempo de desfase efectivo asociado con la colisión o ensanchamiento por efecto fonón [9]. Por lo tanto, el ensanchamiento de línea se puede describir por la siguiente relación [15]

$$\Delta\nu_{ij} = \frac{1}{2\pi} [(A_i + K_i) + (A_j + K_j) + (2\nu_{col})] \quad (\text{A.34})$$

Stark Splitting

Para explicar el Stark Splitting es necesario explicar el Stark effect. Éste mide el momento dipolo de un estado cuántico particular, el cual al respecto es análogo el efecto Zeeman, el cual mide el momento dipolo magnético. Las medidas de efecto Stark óptico lo que hacen es

medir el cambio en la frecuencia de una transición óptica $\delta(h\nu)$, en presencia de un campo eléctrico externo E_0 . Esto es de hecho una medida del cambio del momento dipolo eléctrico $\delta\mu$ entre el estado de reposo y el de excitación y en polarizabilidad $\delta\alpha$.

$$\delta(h\nu) = -L\delta\mu E_0 - \frac{1}{2}L^2 E_0 \delta\alpha E_0. \quad (\text{A.35})$$

Los iones tienen unos niveles de energía bien definidos, sin embargo, cuando se insertan en otro medio, en este caso el vidrio a dopar, la distribución de carga de éste genera un campo eléctrico permanente, el cual produce una división estos niveles es subniveles. Cada nivel energético está caracterizado por un momento orbital J ; cada uno se divide en un conjunto de $g = 2J + 1$ subniveles de energía; donde g se denomina degeneración total de nivel.

Debido al Stark Splitting muchas transiciones diferentes pueden tener lugar entre los dos conjuntos de subniveles de dos niveles energéticos, cada una de ellas caracterizada por sus parámetros de línea individuales (i.e. lifetime fluorescente, cross-section, longitud de onda de pico y anchura de línea). Además, cada subnivel Stark está poblado de acuerdo a la distribución de Boltzmann, la cual actúa como una función de ponderación por pesos para cada una de las posibles transiciones. Las transiciones que se originan desde los subniveles Stark de menor energía son más probables de que jueguen un papel dominante a la hora de conformar el espectro del cross-section total, ya que estos subniveles son los que tienen más población. De esta manera, el cross-section total de absorción y de emisión, están formados por la superposición de formas de línea lorentzianas con diferentes características que se solapan. Esta situación se complica cuando hay ensanchamiento no homogéneo, en el cual el Stark splitting varía de un sitio a otro [9] (pag. 51).

La numerosidad de subniveles, así como la magnitud de la separación de estos, puede hacer pensar que los modelos matemáticos de análisis de los EDFAs, en los cuales se consideran únicamente los niveles energéticos, no son precisos. Sin embargo, este análisis es preciso debido al efecto de termalización de los subniveles. La termalización lo que hace es mantener constante la distribución poblacional de iones en los subniveles (Boltzmann's distribution), lo que eventualmente hace posible considerar cada conjunto de estos como un sólo nivel energético.

Ensanchamiento no homogéneo

El ensanchamiento no homogéneo proviene de la existencia de múltiples sitios atómicos posibles para un activador de láser en el medio que se quiere dopar. En un medio cristalino, las diferencias en los sitios resulta en microdefectos matriciales, los cuales pueden estar isomórficamente distribuidos [9].

Si hay una característica que permite distinguir un grupo de iones de otros, entonces se observa una forma que refleja la probabilidad relativa de ocurrencia de los dos grupos (ver figura A.8)

Line Shape

Hay muchos otros mecanismos de ensanchamiento. Sin embargo, la idea de line shape es la más importante, ya que es bastante general, y independiente del laberinto de matemáticas que rodea a su desarrollo. El *line-shape function*, $g(\nu)d\nu$, es la probabilidad relativa que [15]:

1. Un fotón emitido por una transición espontánea aparecerá entre ν y $\nu + d\nu$.

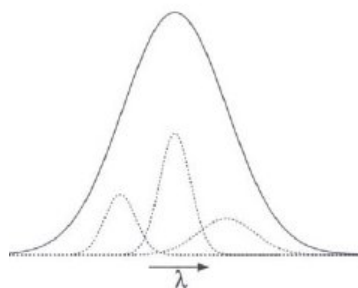


Figura A.8

2. La radiación en el intervalo de frecuencia entre ν y $\nu + d\nu$ puede ser absorbida por los átomos en el estado 1.
3. La radiación en este intervalo estimulará los átomos en el estado 2 para abandonar su energía interna.

Cuadro A.1 – Procesos constituyentes del ensanchamiento del ancho de línea de la transición entre dos estados

Proceso	definición
Dephasing broadening	Causado por la vibraciones de alta frecuencia de la red estructural. El efecto en el ancho de línea del láser depende de la temperatura y se denomina <i>ensanchamiento por efecto fonón</i> . El ensanchado de la línea del láser debido al lifetime o al efecto de los fonones se dice que es homogéneo cuando todos los cuando todos los átomos en el medio dopado experimentan los mismos efectos de ensanchamiento [9].
Stark splitting broadening	El medio cristalino que se dopa produce a nivel atómico unos campos que actúan sobre los iones produciendo una división de los niveles energéticos en subniveles con degeneración g_i (número de subniveles del nivel E_i).
Inhomogeneous broadening	Producido por la existencia de defectos, deslocalizaciones, o impurezas en la red del material que se dopa, así como por la estructura amorfa de ésta. Todo lo anterior produce variaciones diferentes en el campo que rodea a cada ión en función del lugar de la estructura donde esté colocado éste, consecuentemente desviando las posiciones de los subniveles creados por el efecto Stark.

Apéndice B

TABLAS ESCENARIO 3

Cuadro B.1 – Posición óptima del amplificador óptico **enlace monocanal a 2.5 Gbps** para una modulación NRZ. Se han calculado 100 puntos en un intervalo de 100 *km* (desde el km 100 al 200 para un enlace de 200 km y desde el km 110 al 210 para un enlace de 210 km)

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	0.03	191	24.97	10^{-11}
	0.04	191	24.22	10^{-10}
	0.05	191	25.19	10^{-11}
	0.06	191	25.988	10^{-13}
	0.07	178	24.05	10^{-14}
	0.08	178	24.63	10^{-15}
	0.09	178	25.145	10^{-16}
	0.1	176	25.2	10^{-18}
	0.2	165	26.01	10^{-27}
	0.3	162	27.17	10^{-36}
	0.4	160	28.02	10^{-42}
	0.5	152	27.39	10^{-49}
	0.6	149	27.58	10^{-56}
	0.7	147	27.85	10^{-63}
	0.8	147	28.43	10^{-69}
	0.9	147	28.94	10^{-74}
	1	147	29.4	10^{-79}
	1.5	136	28.96	10^{-98}
	2	134	29.81	10^{-120}
	2.5	134	30.78	10^{-136}
	3	133	31.37	10^{-149}
210	0.04	196	25.22	10^{-8}
	0.05	189	24.71	10^{-9}
	0.06	189	25.58	10^{-10}
	0.07	189	26.25	10^{-11}
	0.08	187	26.43	10^{-12}
	0.09	187	26.94	10^{-13}
	0.1	187	27.4	0^{-14}
	0.2	174	27.81	10^{-22}
	0.3	171	28.97	10^{-28}
	0.4	169	29.82	0^{-32}
	0.5	157	28.39	10^{-36}
	0.6	157	29.18	10^{-40}
	0.7	157	29.85	10^{-44}
	0.8	157	30.43	10^{-48}
	0.9	152	29.94	10^{-51}
	1	145	29	10^{-54}
	1.5	143	30.26	10^{-73}
	2	143	31.61	10^{-87}
	2.5	143	31.58	10^{-8}
	3	140	32.77	10^{-106}

Cuadro B.2 – Posición óptima del amplificador óptico **enlace monocanal a 2.5 Gbps** para una modulación NRZ. Se han calculado 100 puntos en un intervalo de 100 *km* (desde el km 120 al 220 para un enlace de 220 km y desde el km 1300 al 230 para un enlace de 230 km)

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
220	0.04	203	26.62	10^{-6}
	0.05	203	27.59	10^{-7}
	0.06	196	26.98	10^{-8}
	0.07	194	27.25	10^{-8}
	0.08	194	27.83	10^{-9}
	0.09	194	28.34	10^{-10}
	0.1	194	28.80	10^{-10}
	0.2	183	29.61	10^{-16}
	0.3	173	29.37	10^{-20}
	0.4	167	29.42	10^{-25}
	0.5	167	30.39	10^{-28}
	0.6	167	31.18	10^{-32}
	0.7	165	31.45	10^{-35}
	0.8	165	32.03	10^{-37}
	0.9	165	32.54	10^{-39}
	1	155	31.00	10^{-42}
	1.5	154	32.56	10^{-53}
	2	152	33.41	10^{-62}
	2.5	150	33.98	10^{-69}
	3	141	32.97	10^{-77}
230	0.04	209	27.82	10^{-5}
	0.05	208	28.59	10^{-5}
	0.06	208	29.38	10^{-6}
	0.07	201	28.65	10^{-7}
	0.08	201	29.23	10^{-7}
	0.09	201	29.74	10^{-7}
	0.1	194	28.80	10^{-8}
	0.2	192	31.41	10^{-12}
	0.3	178	30.37	10^{-15}
	0.4	176	31.22	10^{-18}
	0.5	176	32.19	10^{-20}
	0.6	172	32.18	10^{-22}
	0.7	165	31.45	10^{-25}
	0.8	165	32.03	10^{-27}
	0.9	165	32.54	10^{-29}
	1	163	32.60	10^{-31}
	1.5	161	33.96	10^{-39}
	2	152	33.41	10^{-46}
	2.5	150	33.98	10^{-53}
	3	150	34.77	10^{-59}

Cuadro B.3 – Posición óptima del amplificador óptico **enlace monocanal a 10 Gbps** para una modulación NRZ. Se han calculado 100 puntos en un intervalo de 100 *km* (desde el km 100 al 200 para un enlace de 200 km y desde el km 110 al 210 para un enlace de 210 km)

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	0.2	163	25.61	$\cdot 10^{-8}$
	0.3	163	27.37	$\cdot 10^{-10}$
	0.4	155	27.02	$\cdot 10^{-12}$
	0.5	155	27.99	$\cdot 10^{-14}$
	0.6	152	28.18	$\cdot 10^{-15}$
	0.7	147	27.85	$\cdot 10^{-17}$
	0.8	147	28.43	$\cdot 10^{-19}$
	0.9	147	28.94	$\cdot 10^{-20}$
	1	147	29.40	$\cdot 10^{-21}$
	1.5	138	29.36	$\cdot 10^{-27}$
	2	138	30.61	$\cdot 10^{-32}$
	2.5	133	30.58	$\cdot 10^{-35}$
	3	131	30.97	$\cdot 10^{-39}$
210	0.2	174	27.81	$\cdot 10^{-6}$
	0.3	174	29.57	$\cdot 10^{-8}$
	0.4	162	28.42	$\cdot 10^{-9}$
	0.5	162	29.39	$\cdot 10^{-10}$
	0.6	157	29.18	$\cdot 10^{-12}$
	0.7	157	29.85	$\cdot 10^{-13}$
	0.8	157	30.43	$\cdot 10^{-14}$
	0.9	153	30.14	$\cdot 10^{-15}$
	1	153	30.60	$\cdot 10^{-15}$
	1.5	145	30.76	$\cdot 10^{-19}$
	2	141	31.21	$\cdot 10^{-23}$
	2.5	141	32.18	$\cdot 10^{-26}$
	3	138	32.37	$\cdot 10^{-28}$

Cuadro B.4 – Posición óptima del amplificador óptico **enlace monocanal a 10 Gbps** para una modulación NRZ. Se han calculado 100 puntos en un intervalo de 100 *km* (desde el km 120 al 220 para un enlace de 220 km y desde el km 1300 al 230 para un enlace de 230 km)

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
220	0.2	180	29.01	10^{-5}
	0.3	170	28.77	10^{-6}
	0.4	170	30.02	10^{-7}
	0.5	168	30.59	10^{-7}
	0.6	168	31.38	10^{-8}
	0.7	159	30.25	10^{-9}
	0.8	159	30.83	10^{-9}
	0.9	159	31.34	10^{-10}
	1	159	31.80	10^{-10}
	1.5	152	32.16	10^{-13}
	2	148	32.61	10^{-15}
	2.5	143	32.58	10^{-16}
	3	143	33.37	10^{-18}
230	0.2	190	31.01	10^{-3}
	0.3	178	30.37	10^{-5}
	0.4	174	30.82	10^{-5}
	0.5	174	31.79	10^{-5}
	0.6	166	30.98	10^{-6}
	0.7	162	30.85	10^{-7}
	0.8	162	31.43	10^{-7}
	0.9	162	31.94	10^{-7}
	1	162	32.40	10^{-9}
	1.5	154	32.56	10^{-9}
	2	154	33.81	10^{-9}
	2.5	149	33.78	10^{-11}
	3	149	34.57	10^{-12}

Cuadro B.5 – Posición óptima del amplificador óptico enlace a 2.5 Gbps y un producto $LG=0.05$ para una modulación NRZ

Longitud enlace (km)	Número de canales	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	1	191	25.19	$5,1 \cdot 10^{-12}$
	5	187	24.39	$1,02 \cdot 10^{-11}$
	10	187	24.39	$1,72 \cdot 10^{-11}$
	15	187	24.39	$1,29 \cdot 10^{-11}$
	20	186	24.19	$2,95 \cdot 10^{-11}$
210	1	189	24.79	$2,36 \cdot 10^{-9}$
	5	191	25.19	$4,15 \cdot 10^{-9}$
	10	194	25.79	$3,4 \cdot 10^{-9}$
	15	194	25.79	$4,7 \cdot 10^{-9}$
	20	194	25.79	$4,76 \cdot 10^{-9}$

Cuadro B.6 – Posición óptima del amplificador óptico enlace a 2.5 Gbps y un producto LG=0.1 para una modulación NRZ

Longitud enlace (km)	Número de canales	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	1	176	25.20	$4,41 \cdot 10^{-18}$
	5	178	25.60	$3,19 \cdot 10^{-18}$
	10	179	25.80	$2,3 \cdot 10^{-17}$
	15	181	26.20	$2,36 \cdot 10^{-17}$
	20	180	26.00	$6,8 \cdot 10^{-17}$
210	1	187	27.40	$2,33 \cdot 10^{-14}$
	5	184	26.80	$5 \cdot 10^{-14}$
	10	182	26.40	$2,29 \cdot 10^{-13}$
	15	187	27.40	$2,29 \cdot 10^{-13}$
	20	183	26.60	$4,4 \cdot 10^{-13}$

Cuadro B.7 – Posición óptima del amplificador óptico enlace a 2.5 Gbps y un producto LG=1 para una modulación NRZ

Longitud enlace (km)	Número de canales	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	1	147	29.40	$3,8 \cdot 10^{-79}$
	5	149	29.80	$7,2 \cdot 10^{-67}$
	10	149	29.80	$2,3 \cdot 10^{-61}$
	15	152	30.40	$1,12 \cdot 10^{-54}$
	20	152	30.40	$3,31 \cdot 10^{-51}$
210	1	145	29.00	$9,6 \cdot 10^{-55}$
	5	155	31.00	$3,94 \cdot 10^{-50}$
	10	156	31.20	$9 \cdot 10^{-46}$
	15	163	32.60	$8,1 \cdot 10^{-41}$
	20	158	31.60	$2,1 \cdot 10^{-37}$

Cuadro B.8 – Posición óptima del amplificador óptico enlace a 10 Gbps y un producto LG=0.4 para una modulación NRZ

Longitud enlace (km)	Número de canales	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	1	155	26.93	$1,51 \cdot 10^{-12}$
	5	157	27.33	$1,9 \cdot 10^{-11}$
	10	160	27.94	$2,16 \cdot 10^{-11}$
	15	162	28.36	$1,95 \cdot 10^{-10}$
	20	165	28.95	$8,9 \cdot 10^{-10}$
210	1	162	28.32	$1,35 \cdot 10^{-9}$
	5	165	28.93	$5,45 \cdot 10^{-9}$
	10	170	29.94	$1,6 \cdot 10^{-8}$
	15	166	29.13	$3,8 \cdot 10^{-8}$
	20	172	30.34	$1,15 \cdot 10^{-7}$

Cuadro B.9 – Posición óptima del amplificador óptico enlace a 10 Gbps y un producto LG=1
para una modulación NRZ

Longitud enlace (km)	Número de canales	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	1	147	29.4	$1,58 \cdot 10^{-21}$
	5	149	29.90	$4,63 \cdot 10^{-18}$
	10	157	31.31	$1,79 \cdot 10^{-16}$
	15	153	30.50	$3,36 \cdot 10^{-15}$
	20	155	30.91	$6 \cdot 10^{-14}$
210	1	153	30.69	$7,78 \cdot 10^{-16}$
	5	153	30.69	$7,5 \cdot 10^{-14}$
	10	159	31.90	$4,48 \cdot 10^{-13}$
	15	155	31.09	$5,64 \cdot 10^{-14}$
	20	157	31.49	$2,87 \cdot 10^{-10}$

Apéndice C

FIGURAS

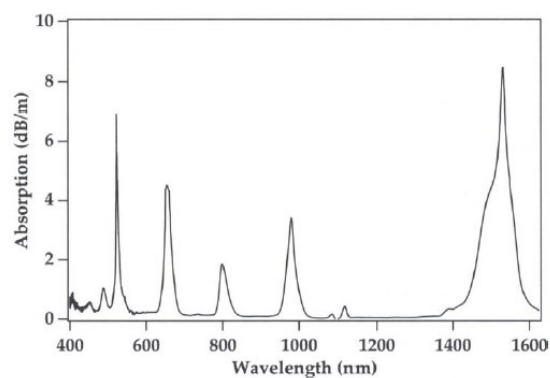


Figura C.1 – Espectro de absorción de una fibra de germanio-aluminio-sílice dopada con Er^{3+} [8]

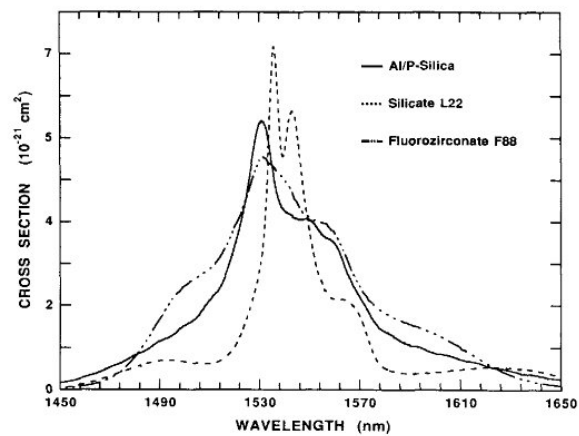


Figura C.2 – Espectro del cross-section de absorción para varios materiales dopados con Er^{3+} [7]

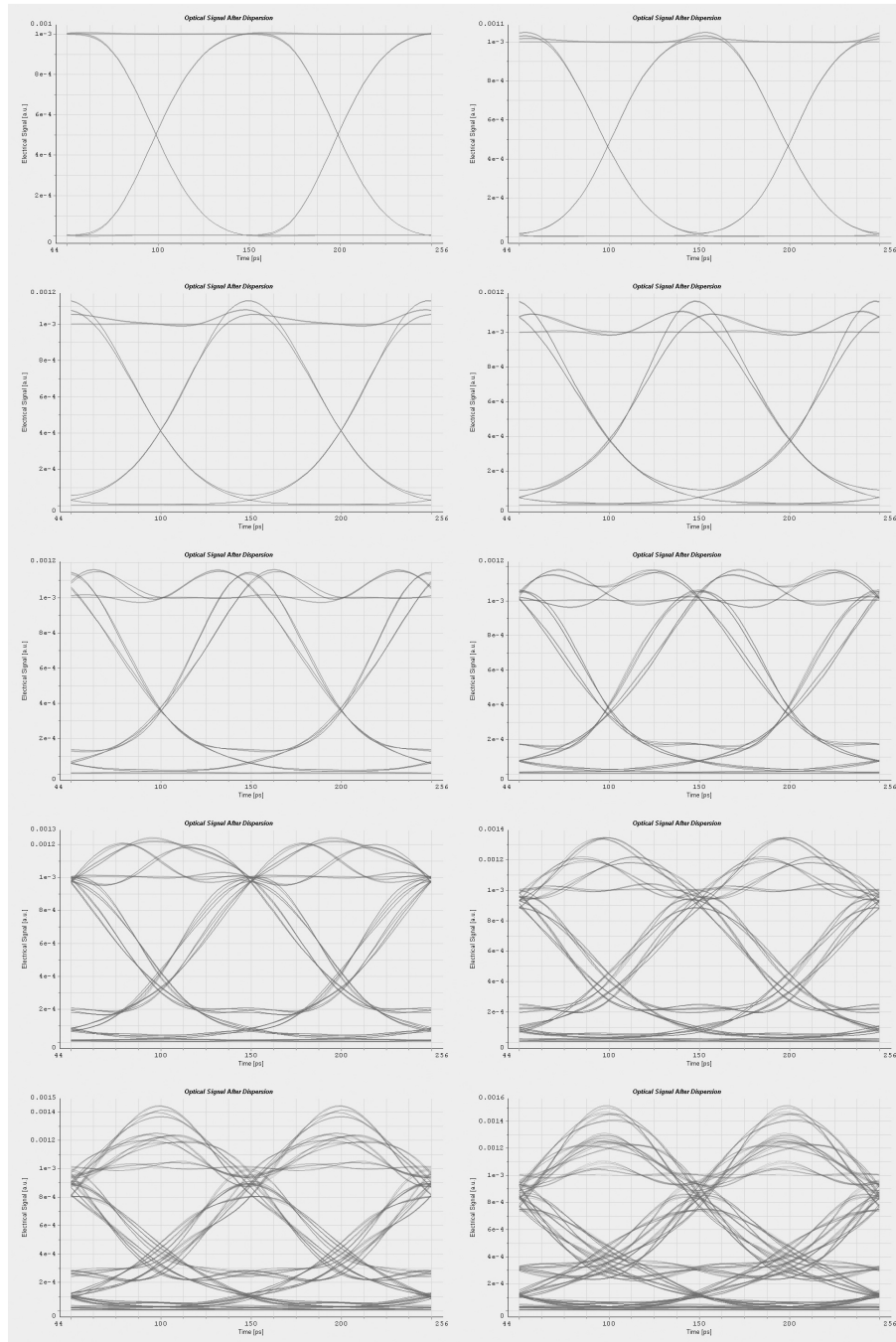


Figura C.3 – Diagramas de ojo. Se representa secuencialmente el grado de distorsión que producen distintas dispersiones. De izquierda a derecha y de arriba a abajo: incrementos de 0.2 ps/nm en cada diagrama (desde 0 hasta alcanzar un máximo de 1 ps/nm)

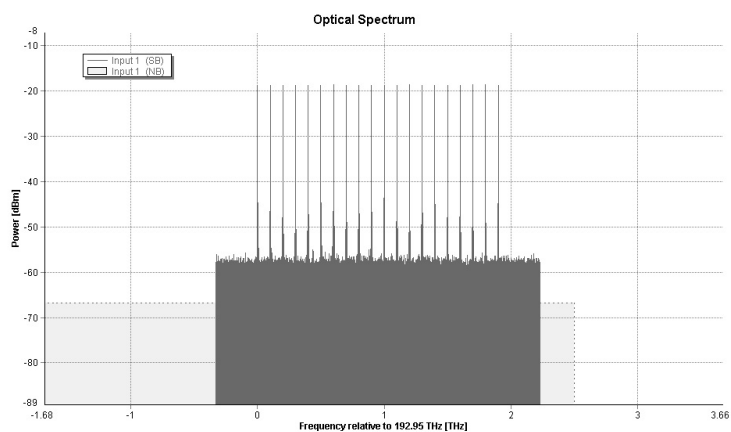


Figura C.4 – Espectro de emisión para una señal WDM de 20 canales

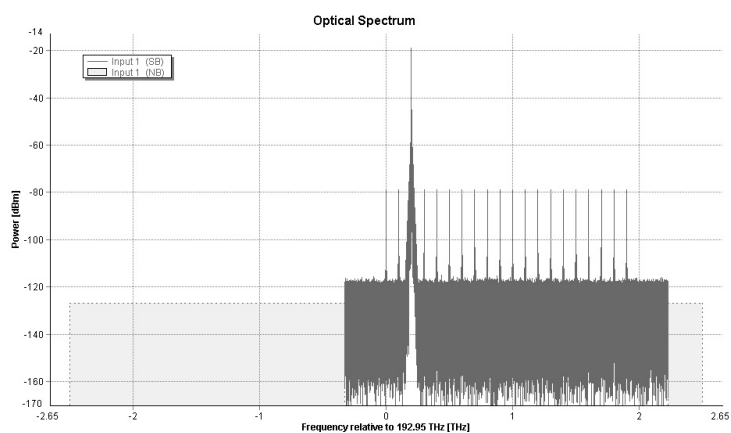


Figura C.5 – Espectro de emisión para una señal WDM de 20 canales después del filtro del receptor

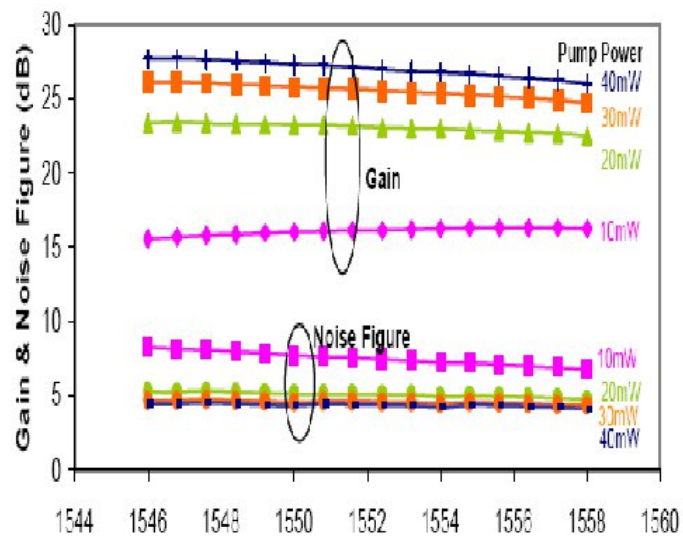


Figura C.6 – En esta gráfica se ve cómo a medida que aumentamos la potencia de bombeo del EDFA, y por lo tanto aumentamos la ganancia, la figura de ruido varía en menor medida [16]

Apéndice D

MONTAJES

BER versus Dispersion (Dispersion Penalty)

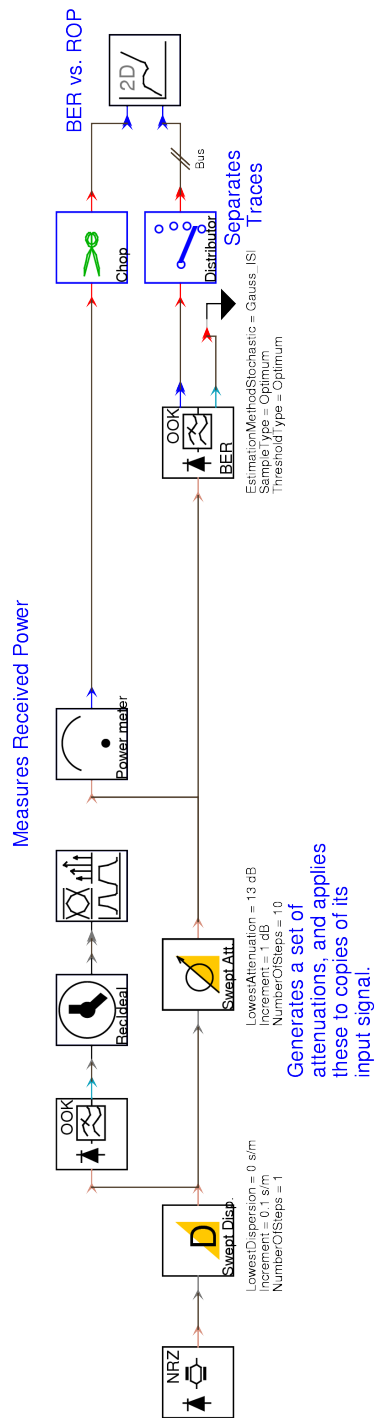
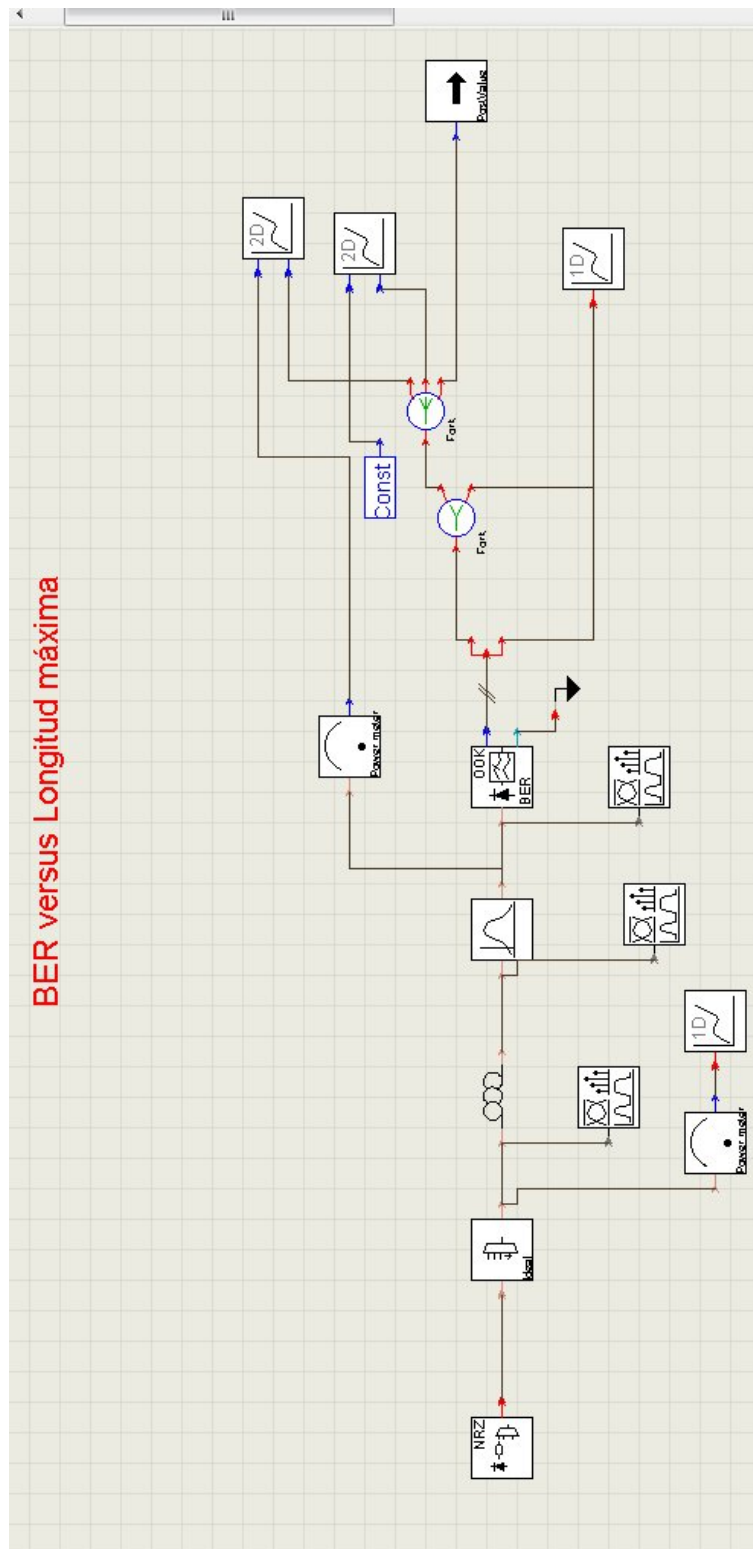


Figura D.1 – Diseño esquemático del escenario 1 simulado con la herramienta VPIphotonics®



BER versus Longitudinal máxima

Figura D.2 – Diseño esquemático del escenario 2 simulado con la herramienta VPIphotonics®

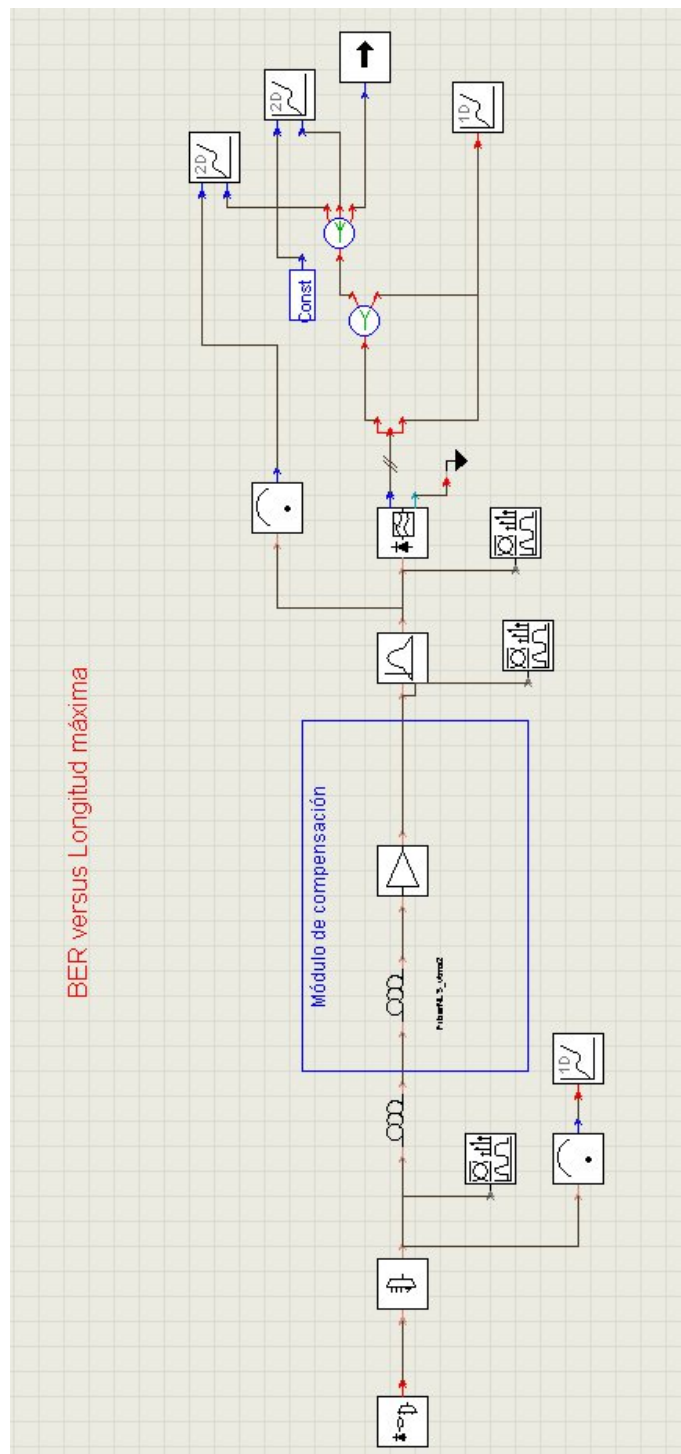


Figura D.4 – Diseño esquemático del escenario 2 simulado con la herramienta VPIphotonics®

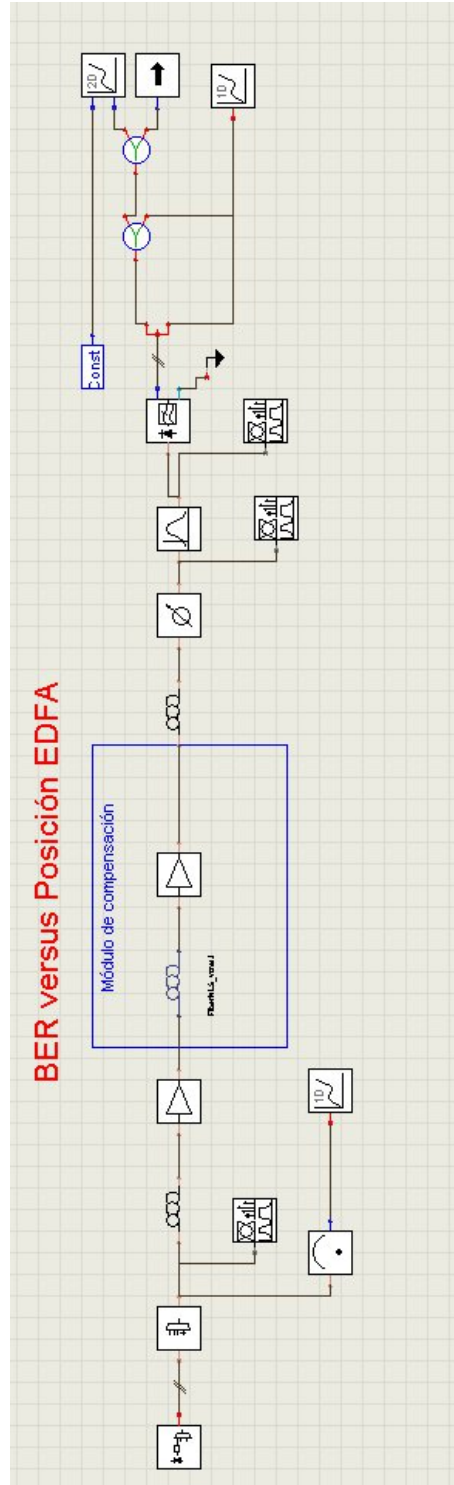


Figura D.5 – Diseño esquemático del escenario 3 simulado con la herramienta VPIphotonics®

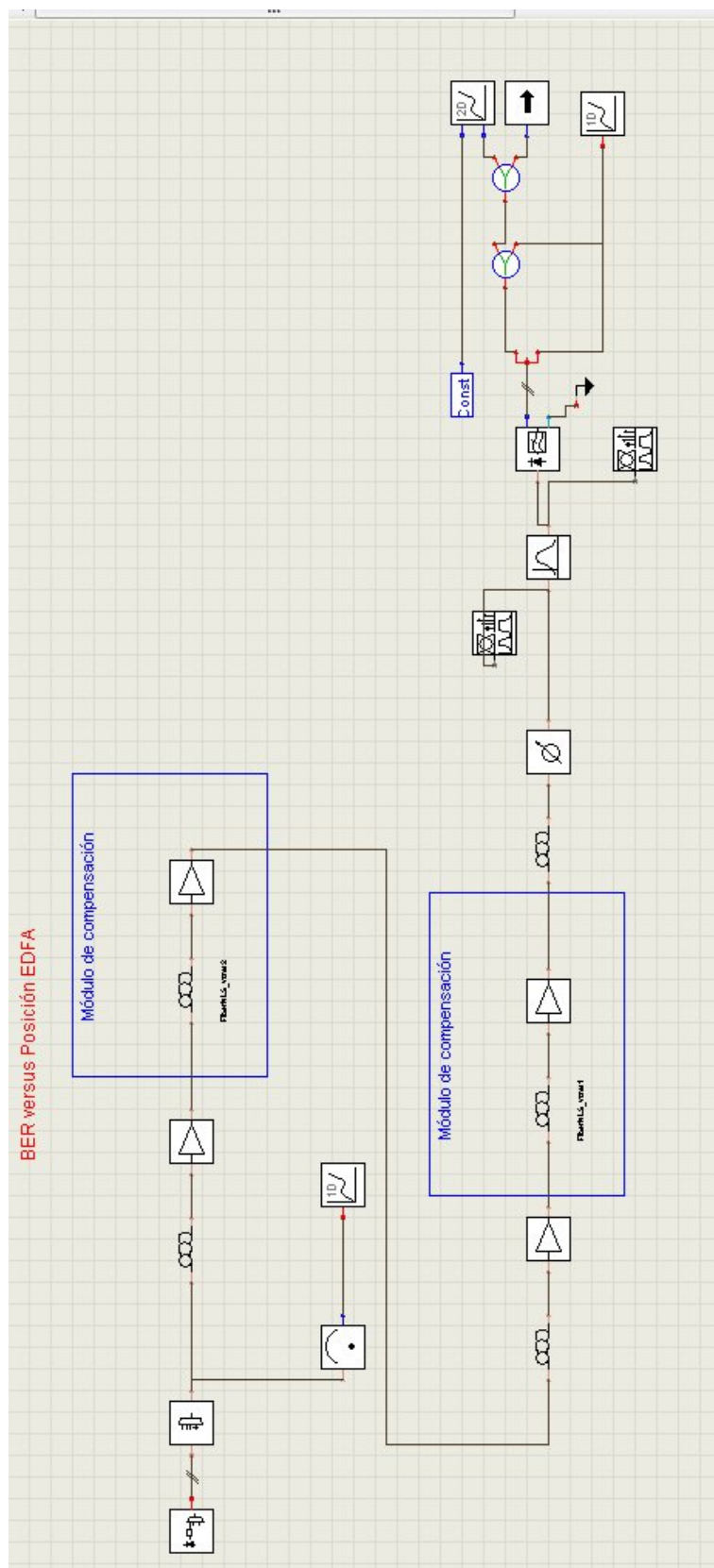


Figura D.6 – Diseño esquemático del escenario 4 simulado con la herramienta VPIphotonics®

Apéndice E

MÓDULOS

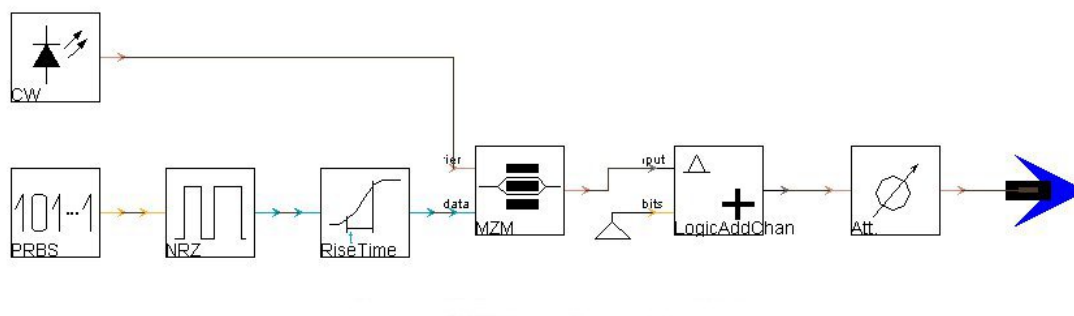


Figura E.1 – Módulo emisor [1]

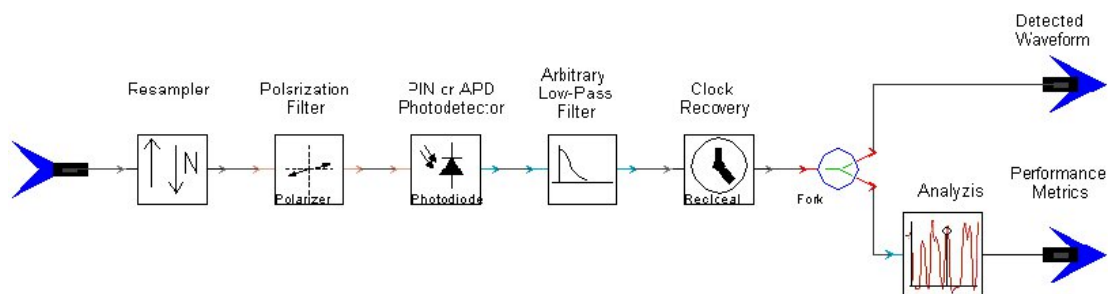


Figura E.2 – Módulo receptor [1]

Apéndice F

TABLAS

TABLE II
GLASS COMPOSITIONS

Component	Glass Compositions					
	L22	ED2	L28	L11	L14	F88
P ₂ O ₅			50.1	20.8	6.2	
SiO ₂	70.7	59.2				
ZrF ₄						54.0
Al ₂ O ₃	1.5	2.6	3.5	6.9	2.1	
AlF ₃					20.2	3.5
MgF ₂					19.1	
CaO	12.0	10.2				
CaF ₂					19.1	
BaO			15.5			
BaF ₂				27.7	19.1	20.0
Li ₂ O	1.5	28.1		8.7		
LiF				35.9		
Na ₂ O	10.5					
NaF					12.4	15.5
K ₂ O	3.9		31.0			
InF ₃						2.5
LaF ₃					1.9	4.4
Er ₂ O ₃	0.005	0.051	0.025	0.022		
ErF ₃					0.048	0.100

Figura F.1 – Composición de los distintos tipos de fibras dopadas con Er^{3+} [7]

Cuadro F.1 – Posición óptima del amplificador óptico enlace monocanal a 2.5 Gbps. Estos cálculos se han realizado con una fibra con una dispersión de $1 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$, la cual no es real, ya que no existen tales tipos de fibras. Se ha realizado por motivos experimentales en base a sacar conclusiones. No se han simulado con efectos no lineales debido a que la penalización en la BER, como se estudió para una fibra real, no es significativa

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	0.03	195.15	23.8	$2,35 \cdot 10^{-10}$
	0.04	190.303	24.08	$2,1992 \cdot 10^{-12}$
	0.05	189.69	24.93	$6,74 \cdot 10^{-14}$
	0.06	184.84	24.748	$1,61 \cdot 10^{-15}$
	0.07	179.39	24.33	$4,97410 \cdot 10^{-17}$
	0.08	179.39	24.908	$1,3 \cdot 10^{-18}$
	0.09	174.54	24.415	$2,62 \cdot 10^{-19}$
	0.1	174.54	24.91	$7,52 \cdot 10^{-21}$
	0.2	168.48	26.7063	$2,34 \cdot 10^{-32}$
	0.3	158.78	26.5272	$2,9568 \cdot 10^{-41}$
	0.4	158.16	27.6563	$7,165 \cdot 10^{-50}$
	0.5	153.33	24.55	$3,13 \cdot 10^{-57}$
	0.6	148.48	27.47	$1,29 \cdot 10^{-63}$
	0.7	148.48	28.147	$7,146 \cdot 10^{-71}$
	0.8	147.87	29.574	$3,15 \cdot 10^{-77}$
	0.9	142.72	28.08	$2,54 \cdot 10^{-82}$
	1	142.42	28.48	$1,38 \cdot 10^{-88}$
	1.5	137.37	29.23	$3,37 \cdot 10^{-115}$
	2	132.32	29.46	$1,02 \cdot 10^{-137}$
	2.5	131.31	30.24	$2,42 \cdot 10^{-158}$
	3	127.27	30.22	$9,76 \cdot 10^{-179}$
210	0.04	195.5	25.1306	$2 \cdot 10^{-9}$
	0.05	190	24.99	$1,16 \cdot 10^{-10}$
	0.06	190	25.78	$5,37 \cdot 10^{-12}$
	0.07	190	26.457	$4,33 \cdot 10^{-13}$
	0.08	184.44	26	$6,18 \cdot 10^{-14}$
	0.09	184.4	26.431	$5,02 \cdot 10^{-15}$
	0.1	184.44	26.888	$5,7 \cdot 10^{-16}$
	0.2	174.44	27.8983	$3 \cdot 10^{-24}$
	0.3	168.89	28.54	$2,18 \cdot 10^{-21}$
	0.4	163.33	28.6866	$2,66 \cdot 10^{-37}$
	0.5	158.89	28.7675	$8,56 \cdot 10^{-43}$
	0.6	157.78	29.34	$4,28 \cdot 10^{-48}$
	0.7	157.7	29.12	$1,55 \cdot 10^{-52}$
	0.8	153.33	29.7	$1,53 \cdot 10^{-57}$
	0.9	153.33	30.21	$8,1 \cdot 10^{-62}$
	1	147.78 (152.72)	29.55	$7,24 \cdot 10^{-66}$
	1.5	143.33	30.426	$5,26 \cdot 10^{-85}$
	2	142.22	31.454	$4,1 \cdot 10^{-102}$
	2.5	137.77	31.534	$2,41 \cdot 10^{-118}$
	3	133.33	31.436	$4,71 \cdot 10^{-132}$

Cuadro F.2 – Posición óptima del amplificador óptico enlace monocanal a 2.5 Gbps. Estos cálculos se han realizado con una fibra con una dispersión de $1 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$, la cual no es real, ya que no existen tales tipos de fibras. Se ha realizado por motivos experimentales en base a sacar conclusiones. No se han simulado con efectos no lineales debido a que la penalización en la BER, como se estudió para una fibra real, no es significativa

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
220	0.04	200.808	26.182	$2,13 \cdot 10^{-7}$
	0.05	200.808	27.1516	$2,27 \cdot 10^{-8}$
	0.06	200.808	27.94	$4,28 \cdot 10^{-9}$
	0.07	195.75	27.6	$6,58 \cdot 10^{-10}$
	0.08	190.70	27.17	$1,05 \cdot 10^{-10}$
	0.09	189.697	27.48	$1,53 \cdot 10^{-11}$
	0.1	189.697	27.9394	$2,61 \cdot 10^{-12}$
	0.2	179.59	28.9283	$1,49 \cdot 10^{-18}$
	0.3	174.54	29.68	$2,13 \cdot 10^{-23}$
	0.4	168.48	29.71	$4,67 \cdot 10^{-28}$
	0.5	168.48	30.6866	$2,88 \cdot 10^{-32}$
	0.6	163.43	30.47	$5,73 \cdot 10^{-36}$
	0.7	163.43	31.137	$1,47 \cdot 10^{-39}$
	0.8	158.38	30.7064	$4,48 \cdot 10^{-43}$
	0.9	158.38	31.22	$1,33 \cdot 10^{-46}$
	1	158.38	31.676	$1,12 \cdot 10^{-49}$
	1.5	153.33	32.43	$1,14 \cdot 10^{-63}$
	2	145.28	32.65	$6,87 \cdot 10^{-77}$
	2.5	143.23	32.626	$2,28 \cdot 10^{-88}$
	3	142.22	33.2144	$2,75 \cdot 10^{-99}$
230	0.04	211.1	28.42	$6,46 \cdot 10^{-6}$
	0.05	205.55	28.01	$1,886 \cdot 10^{-6}$
	0.06	201.11	28	$3,73 \cdot 10^{-7}$
	0.07	201.11	28.67	$7,93 \cdot 10^{-8}$
	0.08	201.11	29.25	$2,18 \cdot 10^{-8}$
	0.09	195.5	28.6541	$8,2 \cdot 10^{-9}$
	0.1	195.55	29.11	$2,14 \cdot 10^{-9}$
	0.2	190	31.01	$5,94 \cdot 10^{-14}$
	0.3	180	30.7712	$7,67 \cdot 10^{-12}$
	0.4	178.88	31.7966	$4,51 \cdot 10^{-21}$
	0.5	174.44	31.88	$3,5 \cdot 10^{-24}$
	0.6	168.88	31.56	$4,11 \cdot 10^{-27}$
	0.7	168.88	32.2286	$5,02 \cdot 10^{-30}$
	0.8	168.89	32.81	$1,84 \cdot 10^{-32}$
	0.9	163.33	32.209	$1,17 \cdot 10^{-34}$
	1	163.33	32.66	$3,48 \cdot 10^{-37}$
	1.5	157.78	33.31	$6,14 \cdot 10^{-48}$
	2	153.33	33.676	$2,31 \cdot 10^{-57}$
	2.5	147.78	33.53	$1,13 \cdot 10^{-65}$
	3	147.78	34.326	$2 \cdot 10^{-74}$

Cuadro F.3 – Posición óptima del amplificador óptico enlace monocanal a 10 Gbps. Estos cálculos se han realizado con una fibra con una dispersión de $1 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$, la cual no es real, ya que no existen tales tipos de fibras. Se ha realizado por motivos experimentales en base a sacar conclusiones. No se han simulado con efectos no lineales debido a que la penalización en la BER, como se estudió para una fibra real, no es significativa

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	0.2	165.65	26.1403	$3,92 \cdot 10^{-9}$
	0.3	159.59	26.6892	$1,73 \cdot 10^{-11}$
	0.4	159.59	27.9398	$2,67 \cdot 10^{-13}$
	0.5	149.49	28.91	$5,83 \cdot 10^{-15}$
	0.6	149.49	27.68	$1,31 \cdot 10^{-16}$
	0.7	147.47	27.945	$3,9 \cdot 10^{-18}$
	0.8	147.47	28.5249	$1,57 \cdot 10^{-19}$
	0.9	147.47	29.0364	$1,09 \cdot 10^{-20}$
	1	137.37 (142.42)(147.47)	27.474	$1,47 \cdot 10^{-21}$
	1.5	137.37	29.2343	$7,74 \cdot 10^{-28}$
	2	137.37	30.484	$8,487 \cdot 10^{-33}$
	2.5	127.27	29.434	$1,26 \cdot 10^{-37}$
	3	127.27	30.224	$4,91 \cdot 10^{-42}$
210	0.2	170.6	27.1303	$3,97 \cdot 10^{-7}$
	0.3	165.55	27.88	$7,99 \cdot 10^{-9}$
	0.4	160.55	28.12	$2,67 \cdot 10^{-10}$
	0.5	159.49	28.89	$9,89 \cdot 10^{-12}$
	0.6	159.49	29.68	$7,25 \cdot 10^{-13}$
	0.7	154.44	29.34	$8,49 \cdot 10^{-14}$
	0.8	149.39	28.91	$8,73 \cdot 10^{-15}$
	0.9	148.38	29.27	$5,31 \cdot 10^{-16}$
	1	148.38	29.676	$4,09 \cdot 10^{-17}$
	1.5	142.32	30.224	$9,69 \cdot 10^{-21}$
	2	137.27	30.464	$2,37 \cdot 10^{-25}$
	2.5	137.27	31.43	$5,77 \cdot 10^{-29}$
	3	137.27	32.224	$1,24 \cdot 10^{-37}$

Cuadro F.4 – Posición óptima del amplificador óptico enlace monocanal a 10 Gbps. Estos cálculos se han realizado con una fibra con una dispersión de $1 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$, la cual no es real, ya que no existen tales tipos de fibras. Se ha realizado por motivos experimentales en base a sacar conclusiones. No se han simulado con efectos no lineales debido a que la penalización en la BER, como se estudió para una fibra real, no es significativa

Longitud enlace (km)	$L \cdot G$	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
220	0.2	177.77	28.5643	$1,295 \cdot 10^{-5}$
	0.3	171.11	28.9932	$6,83 \cdot 10^{-7}$
	0.4	171.11	30.2426	$5,44 \cdot 10^{-8}$
	0.5	165.55	30.01	$4,83 \cdot 10^{-9}$
	0.6	160	29.78	$6,41 \cdot 10^{-10}$
	0.7	160	30.451	$6,16 \cdot 10^{-11}$
	0.8	160	31.0309	$8,75 \cdot 10^{-12}$
	0.9	160	31.5424	$1,70 \cdot 10^{-12}$
	1	155.55	31.11	$6,4 \cdot 10^{-13}$
	1.5	147.77	31.314	$2,78 \cdot 10^{-16}$
	2	147.77	32.564	$3,28 \cdot 10^{-19}$
	2.5	137.78	31.5355	$3,94 \cdot 10^{-21}$
	3	137.78	32.325	$4,49 \cdot 10^{-24}$
230	0.2	182.73	29.55	$1,41 \cdot 10^{-4}$
	0.3	181.51	31.07422	$1,56 \cdot 10^{-5}$
	0.4	176.7	31.3538	$2,9 \cdot 10^{-6}$
	0.5	170.7	31.123	$4,42 \cdot 10^{-7}$
	0.6	170.61	31.9027	$8,44 \cdot 10^{-8}$
	0.7	165.76	31.6025	$2,13 \cdot 10^{-8}$
	0.8	165.76	32.1824	$4,72 \cdot 10^{-9}$
	0.9	165.76	32.69	$1,33 \cdot 10^{-9}$
	1	159.7	31.938	$3,7 \cdot 10^{-10}$
	1.5	159.78	33.7	$1,13 \cdot 10^{-12}$
	2	148.79	32.768	$1,6 \cdot 10^{-14}$
	2.5	148.79	33.74	$9,33 \cdot 10^{-17}$
	3	148.79	34.53	$1,91 \cdot 10^{-18}$

Cuadro F.5 – Posición óptima del amplificador óptico enlace a 2.5 Gbps y un producto LG=0.1. Estos cálculos se han realizado con una fibra con una dispersión de $1 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$, la cual no es real, ya que no existen tales tipos de fibras. Se ha realizado por motivos experimentales en base a sacar conclusiones. No se han simulado con efectos no lineales debido a que la penalización en la BER, como se estudió para una fibra real, no es significativa

Longitud enlace (km)	Número de canales	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	1	179.39	25.88	$4,78 \cdot 10^{-21}$
	5	175	25	$7,7 \cdot 10^{-19}$
	10	176.96	25.39	$7,6 \cdot 10^{-20}$
	15	178.18	25.64	$9,97 \cdot 10^{-20}$
	20	178.18	25.64	$1,34 \cdot 10^{-20}$
210	1	184.54	26.9	$6,92 \cdot 10^{-16}$
	5	183.84	26.77	$1,69 \cdot 10^{-14}$
	10	184.54	26.91	$3 \cdot 10^{-15}$
	15	183.84	26.77	$4,55 \cdot 10^{-15}$
	20	184.54	26.91	$1,46 \cdot 10^{-15}$

Cuadro F.6 – Posición óptima del amplificador óptico enlace a 2.5 Gbps y un producto LG=1. Estos cálculos se han realizado con una fibra con una dispersión de $1 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$, la cual no es real, ya que no existen tales tipos de fibras. Se ha realizado por motivos experimentales en base a sacar conclusiones. No se han simulado con efectos no lineales debido a que la penalización en la BER, como se estudió para una fibra real, no es significativa

Longitud enlace (km)	Número de canales	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	1	142.42 (147.47)	29.48	$1,94 \cdot 10^{-86}$
	5	147.47	29.49	$6,75 \cdot 10^{-79}$
	10	147.47	29.49	$3,6 \cdot 10^{-77}$
	15	146.46	29.29	$4 \cdot 10^{-66}$
	20	149.49	29.9	$3,94 \cdot 10^{-66}$
210	1	152.72	30.54	$1,75 \cdot 10^{-64}$
	5	152.73	30.54	$7,47 \cdot 10^{-60}$
	10	153.43	30.68	$1,8 \cdot 10^{-55}$
	15	154.14	30.83	$2,21 \cdot 10^{-48}$
	20	156.96	31.39	$3,71 \cdot 10^{-49}$

Cuadro F.7 – Posición óptima del amplificador óptico enlace a 10 Gbps y un producto LG=1. Estos cálculos se han realizado con una fibra con una dispersión de $1 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$, la cual no es real, ya que no existen tales tipos de fibras. Se ha realizado por motivos experimentales en base a sacar conclusiones. No se han simulado con efectos no lineales debido a que la penalización en la BER, como se estudió para una fibra real, no es significativa

Longitud enlace (km)	Número de canales	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	1	148.48	29.7	$2,47 \cdot 10^{-21}$
	5	144.4	28.8	$8,9 \cdot 10^{-21}$
	10	146.46	29.29	$2,34 \cdot 10^{-19}$
	15	149.49	29.29	$3,9 \cdot 10^{-18}$
	20	149.49	29.9	$8,34 \cdot 10^{-17}$
210	1	148.38	29.68	$9,5 \cdot 10^{-17}$
	5	150.4	30.08	$1,3 \cdot 10^{-15}$
	10	153.43	30.686	$1,81 \cdot 10^{-14}$
	15	155.45	31.09	$5,64 \cdot 10^{-14}$
	20	155.45	31.09	$7,57 \cdot 10^{-13}$

Cuadro F.8 – Posición óptima del amplificador óptico enlace a 10 Gbps y un producto LG=0.4. Estos cálculos se han realizado con una fibra con una dispersión de $1 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$, la cual no es real, ya que no existen tales tipos de fibras. Se ha realizado por motivos experimentales en base a sacar conclusiones. No se han simulado con efectos no lineales debido a que la penalización en la BER, como se estudió para una fibra real, no es significativa

Longitud enlace (km)	Número de canales	Posición óptima (km)	Ganancia	BER
200	1	159.59	27.94	$3,27 \cdot 10^{-13}$
	5	156.56	27.33	$1,43 \cdot 10^{-12}$
	10	156.56	27.33	$4,12 \cdot 10^{-12}$
	15	158.58	27.74	$4,44 \cdot 10^{-12}$
	20	158.58	27.74	$2,44 \cdot 10^{-11}$
210	1	160.5 (165.55)	32.1	$3,32 \cdot 10^{-10}$
	5	163.53	32.71	$1,19 \cdot 10^{-9}$
	10	163.53	32.71	$2,55 \cdot 10^{-9}$
	15	163.53	32.73	$3,39 \cdot 10^{-9}$
	20	165.55	33.11	$8,6 \cdot 10^{-9}$

TABLE III
INTEGRATED $^4I_{15/2} \rightarrow ^4I_{13/2}$ ABSORPTION
FOR Er^{3+} -DOPED GLASSES

Glass	K_a ($10^{-8} \text{ cm}^2/\text{s}$)
Silicate L22	2.6
Silicate S8	3.0
Silicate S7	3.7
Silicate S6	4.0
Al/P silica	5.1
Borate S23	4.7
Borate S18	5.9
Phosphate S1	3.2
Phosphate S4	4.4
Phosphate L28	5.5
Fluorophosphate L14	5.1
Fluorophosphate L11	5.5
Fluorozirconate F88	4.6
Ba-Zn-Lu-Th fluoride	4.6

Sources: Sample numbers beginning with S are from Sandoe *et al.* [37] and are the same numbers used therein with an S appended; all others this work.

Figura F.2 – cross-section de absorción para varios materiales dopados con Er^{3+} [7]

TABLE IV
 $^4I_{13/2} \leftrightarrow ^4I_{15/2}$ TRANSITION STRENGTHS FOR Er^{3+} -DOPED GLASSES

Glass	Lifetime (ms)	Emission			Absorption		
		f_{21} (10^{-6})	Peak λ (nm)	Peak σ_{21} (10^{-21} cm^2)	f_{12} (10^{-6})	Peak λ (nm)	Peak σ_{12} (10^{-21} cm^2)
Al/P silica	10.8	1.16	1530.8	5.70	1.48	1530.1	6.60
Silicate L22	14.5	0.821	1535.8	7.27	0.737	1536.4	5.80
Fluorophosphate L11	8.25	1.38	1532.6	7.16	1.53	1532.6	6.99
Fluorophosphate L14	9.5	1.33	1532.0	5.79	1.48	1531.4	5.76
Fluorozirconate F88	9.4	1.26	1530.6	4.95	1.29	1530.4	4.98
Ba-Zn-Lu-Th fluoride	—	—	1530.6	—	1.27	1529.4	4.82

Sources: Lifetimes for Al/P silica this work, all other lifetimes R. S. Quimby, private communication; absorption σ_{12} for Al/P silica from Singh *et al.* [64]; all other data this work.

Figura F.3 – Análisis de los lifetimes, picos de los cross-sections, y fuerzas de transición de diferentes fibras dopadas con Er^{3+} [7]

TABLE VIII
 $^4I_{15/2} \rightarrow ^4I_{11/2}$ ABSORPTION TRANSITION AT 980 nm

Glass	Oscillator Strength (10^{-8})	Peak σ (10^{-22} cm^2)	Peak λ (nm)	FWHM (nm)
Al/P Silica	63.8	31.2	978.6	16.6
Silicate L22	20.4	9.50	980.8	22.1
Phosphate L12	39.5	20.1	975.2	17.7
Phosphate L28	48.7	24.7	978.8	18.1
Fluorophosphate L11	47.9	24.6	973.8	17.1
Fluorophosphate L14	45.4	21.5	973.4	17.8
Fluorozirconate F88	37.3	21.5	973.8	15.1

Figura F.4 – tabla comparativa para fibras con diferentes composiciones para la transición $^4I_{15/2} \rightarrow ^4I_{11/2}$ [7]

TABLE XI
LIMITATIONS ON EXCITED STATE FRACTIONS AND NOISE FIGURES FOR
RESONANTLY PUMPED AMPLIFIERS

Glass	At Peak of η (λ)			At 1480 nm		
	λ (nm)	η	F_{Min}	η	F_{Min}	$\sigma_{\text{abs}}^{\text{abs}}$ (10^{-21} cm^2)
Al/P Silica	1410	0.94	3.4	0.77	4.9	2.44
Silicate L22	1429	0.89	3.5	0.74	4.4	1.37
Fluorophosphate L11	1421	0.92	3.4	0.76	4.6	3.01
Fluorophosphate L14	1423	0.92	3.4	0.76	4.6	2.91
Fluorozirconate F88	1418	0.92	3.4	0.74	4.9	1.90

Figura F.5 – [7]

Apéndice G

CÓDIGO MATLAB

Modelo simple de amplificadores EDFA en cascada

Función 1 Función que devuelve la potencia de salida y la potencia extraída del amplificador en función de la de entrada. Para ello necesita dos argumentos: la potencia de saturación y la ganancia en pequeña señal G_0

```
function [Pout,Pin,Pextrac] = EDFAAmpGain(Psat,Go)
i=1;
GoNatUni=10^(Go/10);
for G=1:0.1:GoNatUni
    Pout(i)=Psat*(G/(G-1))*log(GoNatUni/G);
    Pin(i)=Psat*(1/(G-1))*log(GoNatUni/G);
    Pextrac(i)=Pout(i)-Pin(i);
    i=i+1;
end
```

m file 1 mfile que dibuja las figuras 3.3, 3.4 y 3.6

```
[Pout1,Pin1,Pextrac1]=EDFAAmpGain(8,30);
%[Pout2,Pin2,Pextrac2]=EDFAAmpGain(8,15);
PoutG30=(10^3).*Pin1;
PoutG20=(10^2).*Pin1;
PoutG10=(10^1).*Pin1;
PoutG0=(10^0).*Pin1;
figure(1);
loglog(Pin1,Pout1,Pin1,Pextrac1,Pin1,PoutG30,Pin1,PoutG20,Pin1,PoutG10,Pin1,PoutG0);
[Pout3,Pin3]=EDFAAmpGain(8,25);
[Pout4,Pin4]=EDFAAmpGain(8,20);
[Pout5,Pin5]=EDFAAmpGain(8,15);
[Pout6,Pin6]=EDFAAmpGain(8,10);
figure(2);
loglog(Pin1,Pout1,Pin3,Pout3,Pin4,Pout4,Pin5,Pout5,Pin6,Pout6);
xlabel('Pin');
ylabel('Pout');
legend('Go=30','Go=25','Go=20','Go=15','Go=10');
figure(3);
G=10*log10((Pout1./Pin1));
Pin1dB=10*log(Pin1);
plot(Pin1dB,G);
xlabel('Pin (dBm)');
ylabel('G(dB)');
legend('Go=30 dB');
figure(3);
Pout1dB=10*log(Pout1);
plot(Pout1dB,G);
xlabel('Pout (dBm)');
ylabel('G(dB)');
legend('Go=30 dB');
```

Función 2 Función que calcula la densidad espectral de potencia de ruido señal-ASE en el receptor en función del ancho de banda del receptor óptico, la intensidad media de señal y la intensidad media de la señal de ruido

```
function [Ssignal_ase,f]= RxSignalAse(Is,In,Bo)
    N=Bo/0.1;
    i=1;
    for x=1:N/2
        Ssignal_ase(x)=4*Is*In*(1/Bo);
        f(x)=0.1*x;
    end
    for x=((N/2)+1):N
        Ssignal_ase(x)=0;
        f(x)=0.1*x;
    end
end
```

Función 3 Función que calcula la densidad espectral de potencia de ruido ASE-ASE en el receptor en función del ancho de banda del receptor óptico, la intensidad media de señal y la intensidad media de la señal de ruido

```
function [Sase_ase,f]= RxAseAse(Is,In,Bo)
    N=Bo/0.1;
    for x=1:N
        Sase_ase(x)=2*(((In)^2)/Bo)*(1-((x*0.1)/Bo));
        f(x)=0.1*x;
    end
end
```

Función 4 Ajuste polinómico a los valores hallados con el simulador que calcula la distancia óptima en función del producto LG para un enlace de 200 km funcionando a 2.5 Gbps

```
function Distancia=LGfunction(x,p)
Distancia=p(1)*(x^6)+p(2)*(x^5)+p(3)*(x^4)+p(4)*(x^3)+p(5)*(x^2)+p(6)*(x^1)+p(7);
```

m file 2 Este mfile dibuja una gráfica con las diferencias de distancias del punto óptimo en función de LG entre los enlaces de 200-210 km, 210-220 km y 220-230 km

```
%Enlace de 200 km
P200=[5.13274458464502,-50.1536474469497,190.139351569821,-354.941796850695,
346.939429167131,-186.764512272880, 192.862802877802];
i=1;
for x=0.2:0.01:3
    Distancia200(i)=LGfunction(x,P200);
    i=i+1;
end

%Enlace de 210 km
P210=[7.46176636399974,-68.8270295466983,243.525731312593,-419.484954648570,
376.217257127810,-188.894213224036, 199.923729624452];
i=1;
for x=0.2:0.01:3
    Distancia210(i)=LGfunction(x,P210);
    i=i+1;
end

%Enlace de 220 km
P220=[3.67780447175757,-37.6951236102719,152.702061248044,-309.588894990359,
329.521949418688,-187.237610513896, 207.114881554878];
i=1;
for x=0.2:0.01:3
    Distancia220(i)=LGfunction(x,P220);
    i=i+1;
end

%Enlace de 230 km
P230=[5.89809015194077,-54.3805003918330,194.994050403695,-347.318208805273,
329.668130383679,-178.054251657562, 212.788794165135];
i=1;
for x=0.2:0.01:3
    Distancia230(i)=LGfunction(x,P230);
    i=i+1;
end

LG=0.2:0.01:3;
DiffDistancia1=Distancia210-Distancia200;
DiffDistancia2=Distancia220-Distancia210;
DiffDistancia3=Distancia230-Distancia220;
plot(LG,DiffDistancia1,LG,DiffDistancia2,LG,DiffDistancia3);
```

Bibliografía

- [1] *VPIphotonicsTM, Photonics Modules Reference Manual.*
- [2] G. P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems.* John Wiley & Sons, 1999.
- [3] C. DeCusatis, *Fiber Optic Data Communication.* Academic Press, 2008.
- [4] B. P. Pal, *Guided wave optical components and devices: basics, technology, and applications.* Elsevier Academic Press, recurso electrónico ed., 2006.
- [5] A. K. Dutta, *WDM technologies.* Academic Press, recurso electrónico ed., 2002.
- [6] M. J.F.Digonnet, *Rare-Earth-Doped Fiber Lasers and Amplifiers.* Marcel Dekker, 2nd ed., 2001.
- [7] W. J. Miniscalco, *Erbium-Doped Glasses for Fiber Amplifiers at 1500 nm.* IEEE, 1991.
- [8] P. C. Becker, *Erbium-doped fiber amplifiers: fundamentals and technology .* Academic Press, recurso electrónico ed., 1999.
- [9] E. Desurvire, *Erbium-doped fiber amplifiers: principles and applications.* Willey-Interscience, 2002.
- [10] E. D. Randy Giles, *Modeling Erbium-Doped Fiber Amplifiers.* IEEE, 1991.
- [11] A. E. Siegman, *Lasers.* University Science Books, 1986.
- [12] J. M. Senior, *Optical Fiber Communication: Principles and Practice.* Prentice Hall International, 2nd ed.
- [13] C. DeCusatis, *Fundamental Limitations of the McCumber Relation Applied to Er-Doped Silica and Other Amorphous-Host Lasers.* IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS, VOL. 38, NO. 12, 2002.
- [14] R. C. Hilborn, *Einstein coefficients, cross sections, f values, dipole moments, and all that.* Oberlin College, Oberlin, Ohio: Department of Physics, 1981.
- [15] Verdeyen, *Laser Electronics.* Prentice-Hall International Editions, 2nd edition ed., 1989.
- [16] A. S. B. M. S. Farah Diana Binti Mahad, *EDFA Gain Optimization for WDM System.* IEEE, 1986.
- [17] *VPIphotonicsTM, VPITransmissionMakerTM/VPIComponentMakerTM User's Manual .*

- [18] *VPIphotonicsTM, VPItransmissionMakerTM/VPIcomponentMakerTM Advanced Simulation Guide.*
- [19] *VPIphotonicsTM, VPItransmissionMakerTM Optical Systems User's Manual.*
- [20] *VPIphotonicsTM, VPIcomponentMakerTM Photonic Circuits User's Manual.*
- [21] *VPIphotonicsTM, VPIcomponentMakerTM Optical Amplifiers User's Manual.*
- [22] N. A. OLSSON, *Lightwave Systems With Optical Amplifiers*. IEEE, 1989.
- [23] V. V. San, *Accurate estimation of receiver sensitivity for 10 Gbrs optically amplified systems*. IEEE, 2000.
- [24] H. S. Noboru Takachio, *Application of Raman-Distributed Amplification to WDM Transmission Systems Using 1.55 μ m Dispersion-Shifted Fiber*. IEEE, 2001.
- [25] Y. K. Park, *A 5 Gb/s Repeaterless Transmission System Using Erbium-Doped Fiber Amplifiers*. IEEE, 1993.
- [26] Y. K. Park, *2.488 Gb/s - 318 km Repeaterless Transmission Using Erbium-Doped Fiber Amplifiers in a Direct-Detection System*. IEEE, 1992.
- [27] K. Inoue, *Multichannel Amplification Utilizing an Er³⁺-Doped Fiber Amplifier*. IEEE, 1991.
- [28] S. Saito, *An Over 2200-km Coherent Transmission Experiment at 2.5 Gb/s Using Erbium-Doped-Fiber In-Line Amplifiers*. IEEE, 1991.
- [29] H. Taga, *Bit-Error-Rate Characterization of IM-DD Ultralong-Distance Optical Communication Systems with Er-Doped Fiber Amplifiers Using a Recirculating Loop*. IEEE, 1993.
- [30] P. P. M. Gabla, *1111 km, Two-Channel IM-DD Transmission Experiment at 2.5 Gb/s Through 21 In-Line Erbium-Doped Fiber Amplifiers*. IEEE, 1992.
- [31] S. Ryu, *Long-Haul Coherent Optical Fiber Communication Systems Using Optical Amplifiers*. IEEE, 1991.
- [32] K. Inoue, *Multichannel Amplification Utilizing an Er⁺-Doped Fiber Amplifier*. IEEE, 1991.
- [33] R. A. de Azevedo Lima, *DIGITAL OPTICAL TRANSMISSION LINKS WITH IN-LINE ERBIUM DOPED FIBER AMPLIFIER CHAINS*. CETUC, 1997.
- [34] R. A. de Azevedo Lima, *On the Simulation of Digital Optical Links with EDFAs: An Accurate Method for Estimating BER Through Gaussian Approximation*. IEEE, 1997.
- [35] M. I. Baig, *Distributed Measurement of Chromatic Dispersion along an Optical Fiber Transmission System*. Muroran Institute of Technology.
- [36] V. Bobrovs, *Influence of Nonlinear Optical Effects on the NRZ and RZ Modulation Signals in WDM Systems*. Riga Technical University, 2007.

- [37] F. Heismann, *Origin of Clock-Frequency Components in NRZ-Formatted Optical Signals*. IEEE, 2003.
- [38] E. Ip and J. M. Kahn, *Power Spectra of Return-to-Zero Optical Signals*. IEEE, 2006.